re

radioelektronik

5 '79

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

PL ISSN 0137-6802

ogłoszenia

Sprzedam zbiory radioamatorskie: literaturę, części, zespoły (technika lampowa) dużo nietypowych. Tomasz Matuszewski, ul. Kinowa 23 m 52, 04-030 Warszawa.

Sprzedam nowy, wysokiej klasy transceiver fabryczny firmy YAESU. Waldemar Zelga, ul. J. Krasickiego 28/36 m 1, 26-600 Radom.

Głowice zintegrowane, adaptory naprawiamy (wysyłać pocztą) oraz odsprzedamy regenerowane z gwarancją. Wykonujemy na zamówienie przyrządy do regeneracji kineskopów. Zakład Teleelektroniki 38-420 Korczyna.

Naprawa i przewijanie głośników wszelkich typów firm krajowych i zagranicznych jak: Lansing, Gauss, Fender, Vermona z gwarancją. Naprawa, montaż, efekt LESLIE dwubiegowe elektroniczne. Andrzej Zakrzewski, 05-230 Kobyłka, ul. Królewska 20.

Słuchawki magnetyczne 2000 omów w cenie 275 zł oraz mikrofonowe wkładki krystaliczne – 100 zł, wysyła za pobraniem ZAKŁAD ELEKTROMECHANICZNY, ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź.

Sprzedam odbiornik KF, nadajnik SSB lampy nadawcze, radiotelefony, kwarce, mierniki, wykrywacz metali, selsyny, generator serwisowy. Kupię teleobiektyw. Bogdan Nawrocki, 81-240 Gdynia 21, skr. poczt. 18.

Sprzedam części podzespoły oraz „RiK" 1950–1978. Książki o tematyce krótkofalarskiej. Ewentualna zamiana na „Krokus 44 - Color" lub inny sprzęt fotograficzny. Zbigniew Błaszkowski, 55-080 Kąty Wrocławskie, Nowowiejska 3/2.

Odstąpię fabryczne najnowsze 4 zestawy głośnikowe Hi-Fi (trójdrożne) 50 W z PEWEXu. Gajowiak, ul. Czarnowiejska 49/14, 30-049 Kraków.

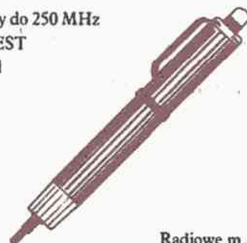
Kupię RBM, US-P, OK106. Pawlak, ul. Świerczewskiego 30A/12, Poznań.

Sprzedam układy scalone AY-3-8500. Cena 2200 zł. Hubert Bindacz, 47-450 Krzyżanowice, ul. Moniuszki 33.

Sprzedam częstościomierz 65 MHz ośmiocyfrowy ICLED. 02-518 Warszawa, Kazimierzowska 75/68 Perycz.

GENERATORY

Telewizyjny do 250 MHz
VIDEO-TEST
Cena 340 zł



Radiowe m.cz. i w.cz.
FONO-TEST do 6 MHz
Cena 290 zł
FONO-TEST-LUX do 30 MHz
Cena 350 zł

Przydatne do lokalizacji uszkodzeń. F + V lub F lux + V daje obraz pseudokraty. Szczegółowa instrukcja. Roczna gwarancja. Przy kupnie kompletu rabat 20 zł.

Dostawa pocztą w 7 dni, płatne przy odbiorze + porto. ELTEST - skr. poczt. 71, 81-605 Gdynia, Słoneczna 64.

Radioelektronik



MAJ 1979 ● ROCZNIK XXX (5)

5 '79

Z KRAJU I ZE ŚWIATA 105

NOWA TECHNIKA I TECHNOLOGIA

Płyty wizyjne – Bohdan Witkowski 107

ELEKTROAKUSTYKA

Obliczanie wzmacniaczy m.cz. – Maciej Feszczuk 111

Prosty korektor barwy dźwięku – Wojciech Perliński 121

Układ przesuwnika fazowego – R.T. 122

MIERNICTWO ELEKTRONICZNE

Częstościomierz cyfrowy 50 MHz – cz. I – Bogusław Kalinowski 118

PRZEGLĄD SCHEMATÓW

Gramofon G-1100FS DANIEL – Cezary Rudnicki 116

ELEKTRONIKA SAMOCHODOWA

Tranzystorowe urządzenie zapłonowe do silnika samochodowego – Zygmunt Witort 123

KRÓTKOFALOWIEC POLSKI 125

PRZEGLĄD WYDAWNICTW . . . . . IV okł.

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

WKŁ

Wydawca: WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. – prof. dr inż. Andrzej Sowiński; **z-ca red. nacz.** – inż. Janusz Justat; **sekretarz redakcji** – Eugenia Grudzińska; **redaktorzy działowi:** inż. Zenon Budynek, mgr inż. Mieczysław Flisak, mgr inż. Czesław Klimczewski, inż. Janusz Rezler, inż. Jerzy Węglewski – SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort. **Przedstawiciel ZG LOK** – ppłk. inż. Walerian Sadło.

Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca.

Okładkę projektował Witold Rębkowski

Prenumeratę na kraj przyjmują oddziały RSW „Prasa–Książka–Ruch" oraz urzędy pocztowe i doręczyciele w terminach: do 25 listopada na I kwartał, I półrocze roku następnego i cały rok następny; do dnia 10 miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty – odpowiednio na II kwartał, II półrocze i III kwartał. Cena prenumeraty rocznej 96 zł, półrocznej 48 zł, kwartalnej 24 zł. Instytucje, organizacje i wszelkiego rodzaju zakłady pracy zamawiają prenumeratę w miejscowych Oddziałach RSW „Prasa–Książka–Ruch", zaś w miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW – w urzędach pocztowych. Czytelnicy indywidualni opłacają prenumeratę wyłącznie w dzielnicowych urzędach pocztowych lub u doręczycieli.

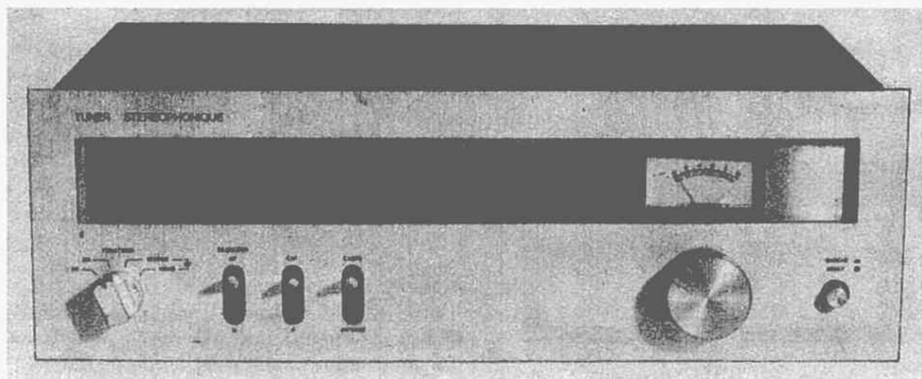
Prenumeratę za granicę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto PKO nr 1531-71, w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ta jest droższa o 50% od krajowej dla zleceniodawców indywidualnych i 100% dla zlecających instytucji, organizacji i zakładów pracy.

OGŁOSZENIA: drobne, do 50 słów – 12 zł za słowo; ramkowe 1 cm² – 87 zł na III stronie okładki i 116 zł na IV stronie okładki. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Dział Handlowy Wydawnictw Komunikacji i Łączności, ul. Kazimierzowska 52, 02-546 Warszawa, tel. 49-27-51 do 9, wewn. 261. **Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.**

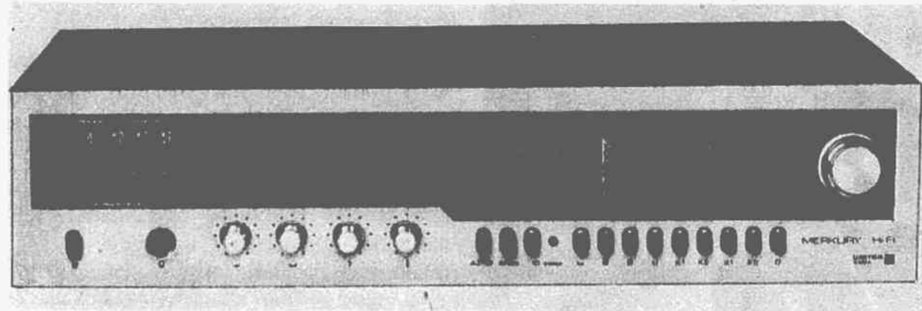
Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 2254/CD. Nakład 80 000 egz. C–117. Ark. druk. 3. Skład Techniką Linotron 505 TC. Cena zł 8. – Numer zamknięto 28.IV.1979 r.

■ Program produkcji krajowych odbiorników Hi-Fi przewiduje w 1979 r. następujące modele:

– **Tunery stereofoniczne TSH-104 i TSH-105** wyposażone w zakresy fal długich, średnich, krótkich i UKF, wychyłowe wskaźniki dostrojenia, wskaźnik programu stereo, oraz przełączniki automatycznej regulacji częstotliwości i cichego strojenia. Tuner TSH-104 przedstawiono poniżej. W tunerze TSH-105 jest wbudowany dodatkowo wskaźnik częstotliwości na zakresie UKF oraz układ czteropozycyjny programowania stacji. Godne uwagi parametry tego odbiornika to: selektancja ≥40 dB dla AM i FM, tłumienie przesłuchu między kanałami stereo ≥26 dB.



– **Amplitunery stereofoniczne typu DSH-302 i DSH-303 „Merkury"** (fot. poniżej) przeznaczone do odbioru na wszystkich zakresach fal, przy czym przewidziano również czteropozycyjny układ do programowania stacji AM i FM przełączany sensorami. Dostrajanie odbiornika na wszystkich zakresach odbywa się elektronicznie za pomocą diod pojemnościowych. Możliwe jest również odtwarzanie pseudokwadrofoniczne.



– Wśród nowych opracowań odbiorników samochodowych na uwagę zasługuje **„Record"** przystosowany do odbioru fal długich, średnich, krótkich (49 m) i UKF, wyposażony w układ automatycznego dostrajania działający na wszystkich zakresach. Wbudowana „pamięć" umożliwia zaprogramowanie po jednej dowolnie wybranej stacji na każdym zakresie. Odbiornik ma również gniazdo 12 V do zasilania automatycznie wysuwanej anteny oraz gniazdo do dołączenia samochodowego odtwarzacza lub magnetofonu kasetowego. Czułość odbiornika 200 µV na zakres AM i 10 µV dla FM; moc wyjściowa 4 W.

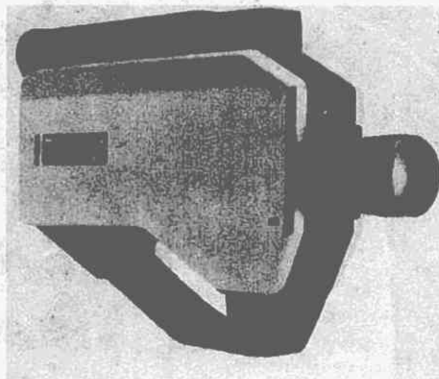
– Jako nowość anonsuje się **zestaw muzyczny Hi-Fi 2M1001** wyposażony w tuner TST-102 AM/FM, magnetofon szpulowy „deck" M2403SD („Dama Pik"), gramofon „Daniel" oraz wzmacniacz 2 × 20 W WST-102. Urządzenia te zblokowane są w specjalnie skonstruowanym regale, który zawiera również półki do przechowywania taśm i płyt gramofonowych. Przykład podobnej „wieży muzycznej" przedstawiono obok.



■ Istnieją projekty zastąpienia paszportu i stanowiska kontroli granicznej przez kartę, na której wpisane są dane personalne oraz zakodowany znak magnetyczny, którego nie da się zmienić ani zmazać. Funkcję urzędnika kontroli paszportowej spełnia **mikroprocesor sterujący urządzenie odczytujące optyczny zapis danych z karty** oraz specjalna jednostka odczytująca znak magnetyczny. System opracowała firma EMI-DATA.

■ TEXAS INSTRUMENTS wyprodukowała naukowy **kalkulator z 60 funkcjami algebraicznymi**, którego pamięć zachowuje dane mimo wyłączenia zasilania. Kalkulator ten zawiera układ wyłączający wewnętrzne zasilanie układów pamięci, o ile w ciągu 15 minut nie przeprowadza się żadnych działań. Dzięki takiej konstrukcji kalkulator ośmiocyfrowy z wyświetlaczem na ciekłych kryształach może pracować ponad 2 lata z jednego kompletu baterii. Cena około 60 dol. USA.

■ Firma PHILIPS opracowała małą **kamerę kolorową V-200** (fot. niżej) wyposażoną w 3 lampy analizujące i obiektyw o zmiennej ogniskowej 8–64 mm. Cena około 3000 marek.



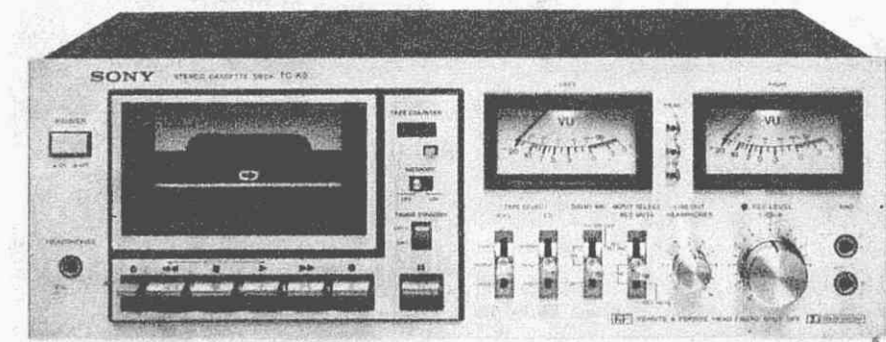
■ Znany producent półprzewodników SGS-ATES opracował **układ regulatora napięcia L146** stabilizujący napięcia w granicach 2–77 V przy prądzie 150 mA; układ i wyprowadzenia końcówek identyczne jak w układzie scalonym µA 723.

■ Firma SONY wprowadziła ostatnio na rynek nowe konstrukcje odbiorników i magnetofonów. A oto dwa przykłady:

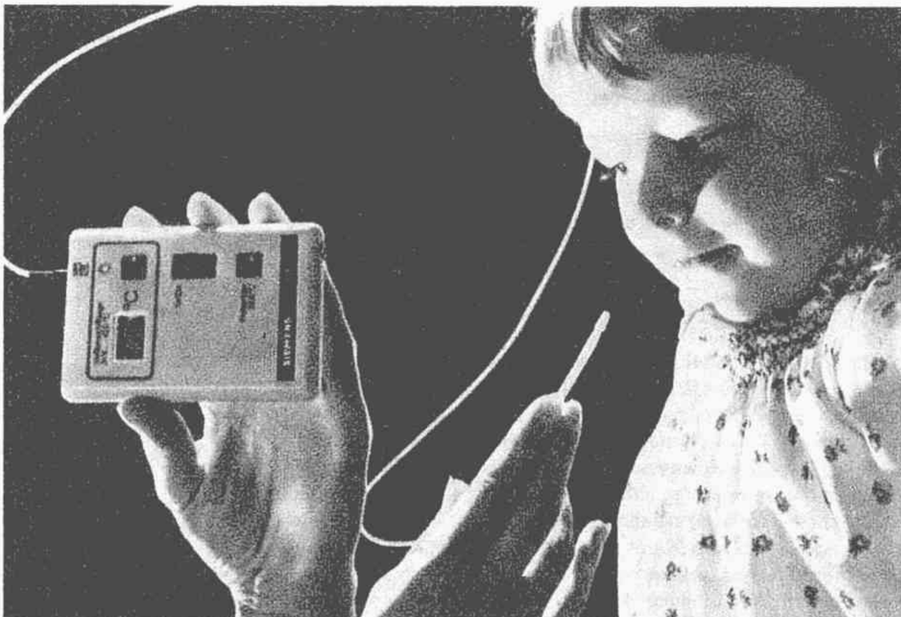
– **Odbiornik stereo STR-414L** (fot. niżej) – amplituner wyposażony we wszystkie zakresy fal, o dużej czułości i dobrych parametrach, takich jak: czułość od 30 μV (KF) do 500 μV (Dł) i 1,6 μF dla UKF; zniekształcenia 0,15% (FM) i 0,3% (AM); moc wyjściowa 2 × 40 W w pasmie 10 Hz...40 kHz, zniekształcenia wzmacniacza 0,3%.



– **Magnetofon kasetowy „deck" typ TC-K5** (fot. niżej) wyposażony w system Dolby. A oto jego parametry: zapis dwukanałowy, czterościeżkowy, pasmo 20 Hz... 18 000 Hz (FeCr), S/N = 59 dB, nierównomierność przesuwu taśmy 0,05%, zniekształcenia 1,3%.



■ **Termometr cyfrowy (Sidimet) z odczytem na kryształach ciekłych** produkuje firma SIEMENS (fot. niżej). Zakres 24...42°C jest przystosowany specjalnie do pomiaru temperatury ciała. Czas pomiaru wynosi około 30 s. Koszt termometru z prostownikiem do ładowania akumulatorów oraz trzema czujnikami wynosi około 361 marek.



■ W Japonii firma VICTOR Co. opracowała **system dla płyt o średnicy około 30 cm i grubości 1,8 mm;** prędkość 900 obr/min. Odczyt informacji odbywa się za pomocą przetwornika pojemnościowego nie dotykającego płyty. Umożliwia on odczyt programu wizyjnego z dwoma kanałami dźwięku towarzyszącego przy rozdzielczości około 230 linii albo wysokojakościowego nagrania Hi-Fi w dwóch kanałach o pasmie 1...20 000 Hz przy zniekształceniach 0,05% i dynamice ponad 90 dB. W obu przypadkach stosuje się modulację częstotliwości, z tym że dla nagrania Hi-Fi stosuje się system PCM (modulacja kodowo-impulsowa).

■ Z otrzymanych informacji od Ambasady Królestwa Norwegii wynika, że w 1979 r. znana i na naszym rynku firma TANDBERG RADIOFABRIK została zreorganizowana i będzie się składać z dwóch oddziałów:

– TANDBERG ELECTRONICS (produkcja magnetofonów i sprzętu elektroakustycznego wysokiej jakości)

– TANDBERG EDUCATIONAL (produkcja wyposażenia laboratoriów językowych).

Dla kontynuacji produkcji tej firmy Parlament Królestwa Norwegii przyznał 120 mln koron.

■ Powszechne stosowanie **płyt wizyjnych** odtwarzających program telewizyjny z dźwiękiem jest już realne w najbliższych latach. Firmy amerykańskie i japońskie opracowały systemy umożliwiające odtwarzanie 2-godzinnych programów. Firma RCA wyprodukowała już 200 tys. płyt wizyjnych jako serię informacyjną; niskie stosunkowo obroty (450 obr/min) zapewniają małe zużycie mechanizmów.

■ W kościele St. Lorenz w Norymberdze zainstalowano pierwsze na świecie **organy ze sterowaniem mikroprocesorem.** Organy o 138 registrach mają 40 kombinacji registrów utrwalonych w pamięci i są natychmiast uruchamiane. W ten sposób organista jest wolny od operowania pedałami i manuałami i może skoncentrować się na utworze muzycznym.

■ ROCKWELL INTERNATIONAL MICROELECTRONIC wyprodukowała **„chip" z pamięcią bąbelkową (bubble memory) – typ RBM 256** o pojemności 256 kbitów. Wymiar tego „chipa" nie przekracza 15×15×6 mm, cena 500 dol. USA. W roku przyszłym firma zapowiada opracowanie pamięci o pojemności 1 Mbita i o tych samych wymiarach.

■ NATIONAL SEMICONDUCTOR opracowała **wzmacniacz operacyjny LM10,** który może być zasilany napięciem zawartym w granicach 1,1 do 40 V.

■ W wytwórni polietylenu firmy SCHELL CHEMICALS (Manchester) zainstalowano **system kontrolno-alarmowy** nadzorujący w sposób ciągły w ciągu 24 godzin 256 punktów pomiaru temperatury różnych sprężarek pracujących w procesie produkcji polietylenu. Sygnały analogowe z czujników temperatury (oporowe i termopary) są zamieniane na sygnały cyfrowe, przy czym wyniki są widoczne na monitorach lub zapisywane przez drukarkę. System ten zastępuje układy pisaków, wskaźników i alarmów, a opiera się na systemie PCM oraz mikroprocesorze. Układ opracowała i zainstalowała niewielka firma brytyjska „Base Ten System" zatrudniająca 45 pracowników, w tym 10 inżynierów.

PŁYTY WIZYJNE

mgr inż. BOHDAN WITKOWSKI

Gromadzenie zbiorów programów audiowizualnych wykonanych tradycyjnymi technologiami stwarza poważne trudności z dostępem do dowolnego tytułu i wymaga odpowiednio dużych powierzchni magazynowych. Dotychczas stosowane nośniki informacji wizyjnej to taśma filmowa i magnetyczna taśma wizyjna. Zarejestrowanie 30-minutowego programu z towarzyszącym dźwiękiem wymaga około 820 m taśmy filmowej 35 mm, 330 m taśmy filmowej 16 mm lub około 680 m taśmy wizyjnej 2-calowej (do magnetowidów 4-głowicowych) oraz 315 m taśmy wizyjnej 1-calowej (do magnetowidów helikalnych).

Stąd wielkie nadzieje pokładano w rozwoju techniki rejestracji programów na płytach wizyjnych, które spełniają wszystkie znane zalety płyt gramofonowych, jak: mała objętość, łatwy dostęp do dowolnego tytułu, niski koszt produkcji, a tym samym niewielka cena gotowej płyty.

Porównajmy koszt zarejestrowania 30-minutowego programu na tradycyjnych nośnikach – z kosztem płyt.

Taśma wizyjna 2-calowa	odpowiada wartości	330 płyt
Taśma filmowa 35 mm	odpowiada wartości	268 płyt
Taśma wizyjna 1-calowa	odpowiada wartości	170 płyt
Taśma filmowa 16 mm	odpowiada wartości	139 płyt
Taśma filmowa „super 8"	odpowiada wartości	84 płyt
Wideokaseta 3/4-calowa	odpowiada wartości	43 płyt

Intensywne badania prowadzone przez wiele firm elektronicznych nad nową technologią zostały uwieńczone sukcesem i doprowadziły do powstania kilku systemów wizyjnego zapisu płytowego. A oto najpopularniejsze z nich.



MCA – Disco Vision. Zapis i odczyt za pomocą lasera na płytach z tworzyw sztucznych; czas odtwarzania płyty – średnio 30 minut.

PHILIPS – VLP (Video Long Play). Technologia i parametry zbliżone do systemu Disco Vision.

ZENITH RADIO – THOMSON CSF. Zapis i odczyt za pomocą lasera. Płyty z PCV z możliwością dwustronnego zapisu; czas odtwarzania 2 × 45 minut.

METRIX CORP. Zapis za pomocą lasera, odczyt przy użyciu zwykłej żarówki; produkcja płyt oparta na technice fotograficznej; prosty system mechaniczny. Czas odtwarzania zależy od średnicy płyty (należy przyjąć 5,5 minuty na 1 cm promienia płyty).

TELDEC – (Telefunken – Decca). Zapis i odczyt mechaniczny; pasmo sygnału wizyjnego ograniczone do 250 linii. Czas odtwarzania około 10 minut.

■ System MCA Disco Vision

System został opracowany przez amerykańską firmę MCA Inc. Płyta o średnicy 30 cm przy prędkości 30 obr/s (odpowiada to standardowi amerykańskiemu) umożliwia odtworzenie 20-minutowego kolorowego programu w systemie NTSC lub 40-minutowego programu po zastosowaniu zagęszczonego zapisu.

W procesie zapisu sygnał wizyjny z towarzyszącym dźwiękiem zostaje zmodulowany częstotliwościowo w pasmie od 2,5 do 11,5 MHz i w takiej postaci służy do sterowania głowicy zapisującej.

Nośnikiem zapisywanego sygnału jest płyta z optycznie polerowanego szkła o grubości 6 mm, na którą metodą próżniową napylono kilkudziesięciomikronową warstwę metalu. Sam proces zapisu polega na modulowaniu w takt sygnału FM promienia lasera argonowego. Promień ten sterowany przez specjalny system optyczny wypala ślad w postaci serii otworów w warstwie metalicznej pokrywającej szklaną płytę.

Głowica z systemem optycznym porusza się po torze spiralnym i zapisuje jeden półobraz sygnału telewizyjnego na jeden obrót płyty. Głowica ta jest unoszona na poduszce powietrznej wytworzonej przez strumień powietrza o określonym ciśnieniu na stałej wysokości 0,013 mm nad powierzchnią płyty. Wypalone przez laser otwory mają różne wymiary, proporcjonalne do długości zapisywanej fali i zależne od kształtu; dla okrągłych mają średnicę 1 μm, a dla owalnych 1 × 2 μm. Zasadę tych zależności ilustruje rysunek 1.

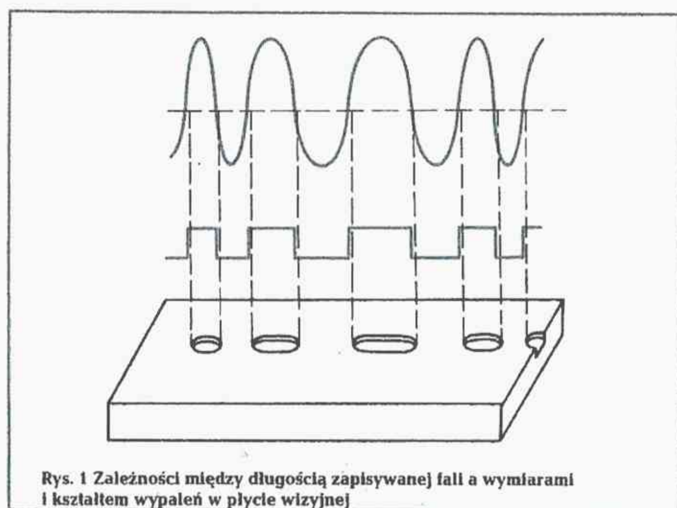
Otrzymana w procesie zapisu płyta „matka" jest podstawowym materiałem do wytworzenia matrycy. Odpowiedni proces fotochemiczny umożliwia wyprodukowanie matrycy z wyprofilowanymi wybrzuszeniami, odpowiadającymi ściśle miejscom wypaleń w płytce „matce". Same płyty są tłoczone za pomocą matrycy z tworzywa o nazwie MYLAR lub z polichlorku winylu PCV.

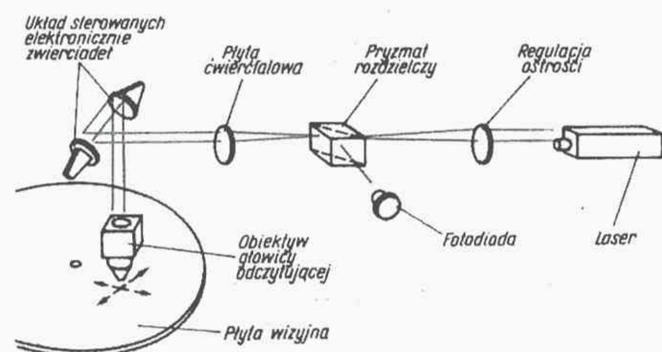
Urządzenie odtwarzające, zwane gramowidem*) składa się z następujących układów:

- głowica z systemem optycznym, który steruje i skupia promień laserowy dokładnie na śladzie zapisu, a po odbiciu promienia od powierzchni płyty kieruje go do fotodetektora;
- układ napędowy płyty;
- układ do automatycznego prowadzenia promienia precyzyjnie pośrodku ścieżki;
- układy demodulacji, wzmocnienia i przetworzenia sygnału wizyjnego.

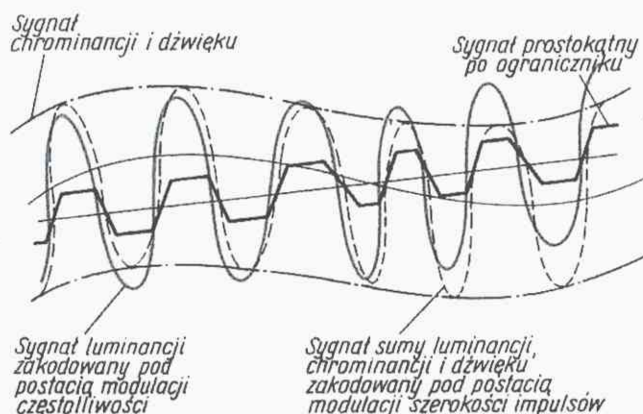
Zasadę pracy głowicy odczytującej ilustruje rys. 2. Wytworzony w laserze He-Ne o mocy 1 mW promień jest kierowany

*) *Ostatecznie ustalona nazwa urządzenia odtwarzającego będzie podana po wynikach konkursu m. in. ogłoszonym w programach TV (przyp. redakcji).*

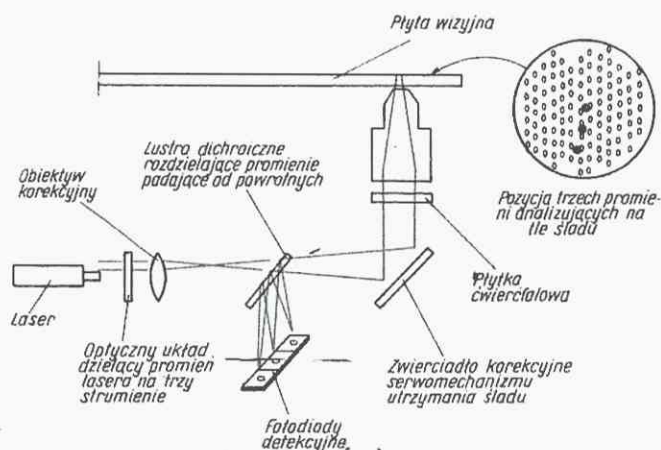

Rys. 1 Zależności między długością zapisywanej fali a wymiarami i kształtem wypaleń w płycie wizyjnej



Rys. 2. Zasada odczytu w systemie MCA Disco Vision



Rys. 3. Przebiegi elektryczne sygnałów w procesie zapisu w systemie PHILIPS VLP



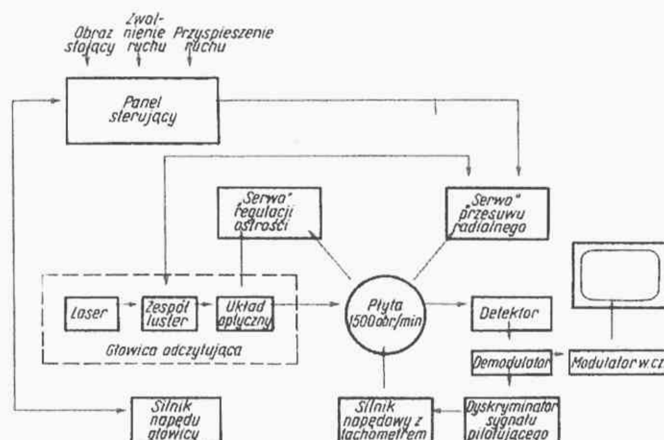
Rys. 4. Zasada analizy w systemie PHILIPS VLP

przez system zwierciadeł i przez obiektyw regulujący ostrość do pryzmatu rozdzielczego. Dalej, na drodze promienia laserowego znajduje się płytka zamieniająca spolaryzowany liniowo promień na polaryzację kołową. Promień ze zmienioną polaryzacją dociera do obiektywu głowicy za pośrednictwem dwóch sterowanych elektronicznie zwierciadeł. Zwierciadła te służą do automatycznego utrzymywania promienia lasera dokładnie nad środkiem śladu. Istniejący błąd prowadzenia głowicy, widoczny w postaci wyginania pionowych krawędzi obrazu telewizyjnego, powstaje wskutek wibracji, nierównomierności obrotów silnika napędowego, odkształceń geometrycznych samej płyty oraz jej ekscentryczności.

Promień laserowy po odbiciu od śladu na płycie przez ten sam układ obiektywu i zwierciadeł dochodzi do płytki, gdzie jego polaryzacja z kołowej zostaje zamieniona na liniową, ale w płaszczyźnie różniącej się o 90° od polaryzacji promienia padającego. Umożliwia to łatwe wydzielenie w pryzmacie rozdzielczym promienia powrotnego i skierowanie go do fotodiody detektora.

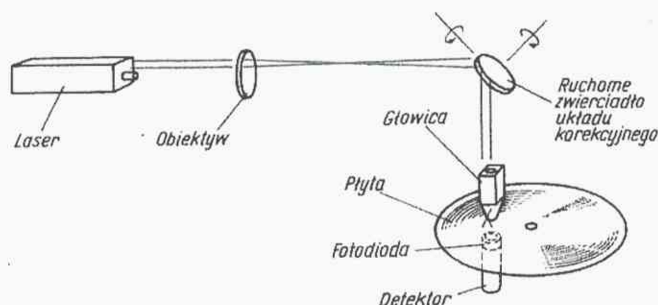
Promień powracający ma już tylko moc 0,025 mW i padając na fotodiodę wytwarza prąd o wartości około 2 μA, oczywiście proporcjonalny do wartości zapisanego sygnału. Stosunek sygnału do szumu wynosi około 40 dB. Po demodulacji sygnału FM stosunek ten znacznie się polepsza i wynosi około 58 dB. Odczytany i wzmocniony sygnał umożliwia uzyskanie kolorowego standardowego sygnału w systemie NTSC o rozdzielczości obrazu około 450 linii wraz z towarzyszącym dźwiękiem.

Gramowid współpracuje z kolorowym odbiornikiem telewizyjnym po dołączeniu go bezpośrednio do gniazd antenowych. Płyta jest napędzana silnikiem prądu zmiennego, którego obroty są stabilizowane przebiegami wewnętrznego generato-



Rys. 5. Schemat blokowy gramowidu firmy THOMSON CSF

Rys. 6. Zasada odczytu w systemie THOMSOM CSF



ra kwarcowego o częstotliwości podnośnej chrominancji systemu NTSC, tj. 3,58 MHz. Specjalny układ kontrolny porównuje fazę sygnału odniesienia z fazą sygnału otrzymanego z tarczy

tachometru umocowanego na osi silnika. Istniejąca chwilowa różnica faz wytwarza napięcie błędu, korygujące obroty silnika.
Układ automatycznego prowadzenia promienia umożliwia śledzenie śladu przez promień czytający z dokładnością do 0,15 mikrometra. Wykorzystywana jest zasada sprzężenia zwrotnego utrzymującego promień w takim ustawieniu, w którym wartość średnia odczytywanego sygnału jest największa.
Układ serwomechanizmu zasilany napięciem z detektora steruje poprzez dwa piezoelektryczne przetworniki ruchami zwierciadeł korekcyjnych ruchu radialnego głowicy. Natomiast zwierciadła ruchu wzdłużnego są sterowane napięciem sygnału błędu wynikającego z różnicy faz między sygnałem odczytywanym, a sygnałem wewnętrznego generatora 3,58 MHz. W efekcie powoduje to chwilowe przyspieszanie lub zwalnianie promienia czytającego w stosunku do obrotów płyty.
Opisany system umożliwia odtwarzanie obrazu nieruchomego, przyspieszanie i zwalnianie ruchu. W zakresie przyspieszeń możliwe jest stukrotne zwiększenie prędkości odczytu bez zniekształceń rozpoznawalności treści obrazu. Funkcje te są realizowane przez dodatkowe wprowadzanie do układu serwomechanizmu odpowiednio ukształtowanych przebiegów impulsowych.
Z innych układów na specjalną uwagę zasługuje układ do kompensacji zaników sygnału FM, wynikających z procesu odczytu lub zupełnego ich braku na płycie. Wyróżnione zostały dwa układy kompensacyjne – dla zaników krótkotrwałych i dla zaników długotrwałych.
W pierwszym przypadku, do sygnału odczytywanego zostają wtrącone dodatkowe impulsy równe średniej wartości sygnału. W drugim przypadku, zanik sygnału jest wypełniony treścią ostatniego odczytanego elementu sygnału. Opisane zniekształcenia dają przykry w odbiorze efekt wyrwanych białych plam o szerokości jednej linii obrazu telewizyjnego. Układy kompensacji niwelują te wrażenia do niedostrzegalnego minimum.
Należy jeszcze wspomnieć o układzie zapewniającym utrzymanie stałego odstępu między płytą a głowicą. Odstęp ten wynosi 1 mm z tolerancją ±1 mikrometra, ponieważ dokładnie taką wartość ma głębia ostrości obiektywu głowicy czytającej. Talerz, na którym spoczywa płyta, ma wywiercone otwory. Podczas szybkiego ruchu obrotowego talerza przez otwory te wpływa strumień powietrza, który wytwarza pod wpłytą cienką poduszkę powietrzną. Jednocześnie pod głowicą wytwarza się niewielkie podciśnienie. Równowaga sił aerodynamicznych, na które składają się wzajemne działanie ciężaru płyty, poduszki powietrznej i podciśnienia panującego bezpośrednio pod głowicą, zapewnia utrzymywanie stałej odległości między płytą i głowicą odczytującą.

■ System PHILIPS – VLP

System opracowany przez firmę PHILIPS jest zasadniczo podobny do systemu MCA Disco-Vision. Istniejące różnice są widoczne w obróbce sygnału w procesie zapisu, w układzie prowadzenia promienia po ścieżce i utrzymywania stałej odległości między płytą i głowicą oraz w układzie napędu.

W procesie zapisu sygnał telewizyjny w systemie PAL ulega następującym przemianom:
– sygnał luminancji po ograniczeniu pasma do 3 MHz moduluje częstotliwościowo nośną 4,75 MHz przy szerokości pasma ±3 MHz;
– sygnał chrominancji po ograniczeniu do 0,5 MHz zostaje przeniesiony na nową podnośną 1 MHz;
– sygnał dźwiękowy zostaje przetransportowany na częstotliwość 250 kHz z zachowaniem modulacji częstotliwości.
W wyniku odpowiednich transformacji sygnałów otrzymujemy poprzez złożony system modulacji impulsowej sygnał podlegający procesowi rejestracji, w którym częstotliwość sygnału zawiera informację o luminancji, a długość impulsów – o sygnale chrominancji i o sygnale dźwięku.
Na rysunku 3 przedstawiono przebiegi sygnałów w procesie rejestracji.
W gramowidzie, za pomocą układów filtrujących, otrzymany z detektora sygnał zostaje rozdzielony na cztery sygnały składowe:
– pasmo 150...350 kHz, po ograniczeniu amplitudy i po procesie demodulacji otrzymujemy sygnał dźwięku towarzyszącego;
– pasmo 150 kHz...2,5 MHz, sygnał ten jest wykorzystywany do sterowania układami kompensacji zaników;
– pasmo 0,5...1,5 MHz, służy do wydzielenia sygnału chrominancji;
– pasmo 1,5...6 MHz, służy do wydzielenia sygnału luminancji.
W procesie zapisu mamy do czynienia z dokładnym synfazowaniem podnośnej 1 MHz z częstotliwością linii, co umożliwia odtworzenie w procesie odczytu podnośnej koloru PAL równej 4,43 MHz, dzięki porównaniu częstotliwości linii odczytanego sygnału wizyjnego z częstotliwością wewnętrznego generatora 4,43 MHz.
Płyty systemu VLP mają średnicę 30 cm i są wykonane z przeźroczystego materiału, co umożliwia odczyt od spodu. System odczytu jest wyposażony w specjalny układ korekcyjny. Schemat systemu przedstawiono na rys. 4.
Promień lasera spolaryzowany liniowo został podzielony na trzy jednakowe promienie, rozmieszczenie których w stosunku do śladu przedstawiono na rys. 4. Trzy promienie po przejściu przez system zwierciadeł i obiektyw głowicy padają na powierzchnię płyty. Po odbiciu od płyty przechodzą przez płytkę ćwierćfalową, która spełnia taką samą funkcję, jak w systemie MCA. Promienie powrotne padają na trzy fotodetektory. Środkowa fotodioda pracuje jako detektor sygnału wizji, natomiast skrajne fotodiody służą do otrzymania sygnału błędu, który jest wykorzystywany do sterowania zwierciadeł korekcyjnych układu prowadzenia promienia.
Oryginalnie rozwiązano układ umożliwiający utrzymywanie głowicy na stałej wysokości nad powierzchnią płyty. Sam mechanizm zasadą pracy przypomina działanie głośnika, a ściślej układ napędowy cewki głośnikowej. Wartość prądu utrzymującego odległość obiektywu od płyty i jego kierunek są uzależnione od zmiany pojemności elektrycznej obudowy głowicy czytającej w stosunku do metalizowanej powierzchni płyty, a więc od zmian odległości. Zmiana pojemności powoduje powstawanie na wyjściu napięcia błędu przeciwdziałającego powstawaniu zmiany, napięcie to po wzmocnieniu jest wykorzystywane do korygowania mechanizmu regulującego stały odstęp głowicy od płyty.
W układzie napędowym wykorzystano silnik prądu stałego. Osadzony na osi silnika tachometr dostarcza napięcie zmienne o częstotliwości uzależnionej od obrotów silnika. Napięcie to po wyprostowaniu służy do korekcji obrotów.

■ System ZENITH RADIO – THOMSON CSF

W wyniku współpracy dwóch firm, amerykańskiej ZENITH RADIO CORPORATION i francuskiej THOMSON CSF został opracowany inny system płytowy, wykorzystujący w procesach odczytu i zapisu laser, ale mający inne parametry.
Sygnał wizyjny w procesie zapisu jest częstotliwościowo zmodulowany na częstotliwości nośnej 10 MHz.

Płyta wykonana z przezroczystego polichlorku winylu ma grubość 0,15 mm i średnicę od 203 do 305 mm. Zapisana dwustronnie płyta jest odczytywana bez jej odwracania na zasadzie ogniskowania promienia na jednej lub na drugiej

stronie przezroczystej płyty. Gęstość zapisu w tym systemie wynosi 9000 śladów na 1 cm promienia płyty, co w rezultacie umożliwia zarejestrowanie 1,5-godzinnego programu kolorowego.
Schemat blokowy gramowidu przedstawiono na rys. 5

Mechanizm odczytu jest zbliżony do poprzednio omówionych systemów, a więc promień lasera He-Ne po zogniskowaniu pada na ruchome zwierciadło serwomechanizmu sterującego prowadzeniem promienia dokładnie po śladzie oraz korygującego błędy czasowe odtwarzanego sygnału przez lekkie opóźnianie lub przyspieszanie ruchu plamki czytającej w stosunku do śladu. Wynika to, jak już wspominałem, z nierównomierności ruchu płyty, jej odkształceń geometrycznych i wibracji.

Zasadę pracy gramowidu ilustruje rysunek 6. W tym rozwiązaniu fotodiodę detektora, a ściśle mówiąc system dwóch fotodiod, umieszczono po drugiej stronie płyty. Płyta jest prześwietlona promieniem lasera, którego ostrość jest ustawiona na jednej ze stron płyty. Fotodiody wytwarzają dwa sygnały: roboczy sygnał odpowiadający zapisanej treści wizyjnej oraz sygnał pomocniczy do sterowania układami serwomechanizmów. Wytwarzanie sygnału błędu dla „serwa" utrzymywania promienia nad środkiem śladu polega na porównywaniu faz fal świetlanych przechodzących przez płytę i przez wypalony w płycie rowek (ślad). Większa różnica faz zwiększa różnicę oświetleń na powierzchniach fotodiod detekcyjnych i powoduje powstawanie sygnału błędu, którego napięcie koryguje ustawienie promienia dokładnie na śladzie.
Oprócz kontroli radialnej promienia czytającego jest zastosowany układ kontroli obrotów silnika napędzającego płytę oraz układ korekcji błędów czasowych. Działa on na zasadzie ciągłej obserwacji częstotliwości sygnału pilotującego, który został nagrany na płycie. W razie jakiejkolwiek zmiany prędkości obrotu płyty zmienia się jednocześnie częstotliwość odczytywanego sygnału pilotującego i na wyjściu układu pojawia się sygnał służący do korekcji ustawienia zwierciadła, przyspieszając lub opóźniając chwilową prędkość biegu promienia w stosunku do śladu, podobnie jak miało to miejsce w omawianych poprzednio systemach.
Ze względu na małą głębię ostrości obiektywu odczytującego (wynoszącą ok. 3 mikrometry) ważnym problemem staje się utrzymanie stałej odległości między płytą a obiektywem głowicy czytającej. W tym celu zastosowano stabilizator aerodynamiczny o kształcie podkowy. Elastyczny brzeg płyty przechodzi między szczękami podkowy, co zwiększa ciśnienie powietrza wciąganego przez ruch płyty do wnętrza stabilizatora. Wskutek tego powierzchnia płyty utrzymuje się na stałej wysokości zgodnie z założoną tolerancją.
W rezultacie silnego skupienia promienia otrzymano nikły prześwit sygnałów pochodzących z sąsiednich zwojów spirali śladów. Dzięki temu uzyskano bardzo duży stosunek sygnału do szumu w procesie odczytu, ponieważ cała energia padającego promienia jest wykorzystywana.
Wadą tego systemu jest wrażliwość płyty na zniekształcenia mechaniczne. Pogięta płyta uniemożliwia prawidłową pracę stabilizatora.
Zalety, to możliwość tłoczenia tanich płyt z dwustronnym zapisem, prostota układu optycznego i brak „serwa" utrzymywania stałej odległości głowicy od powierzchni płyty.

System METRIX CORP.

System opracowany przez amerykańską firmę METRIX CORPORATION wykorzystuje proces fotograficzny przy wykonywaniu kopii płytowych. Płyta pokryta emulsją o rozdzielczości 1000 linii na 1 mm jest zapisywana przy użyciu lasera bezpośrednim sygnałem wizyjnym.
Zapis spiralny umożliwia nagranie o gęstości 5,5 minuty na 1 cm promienia płyty przy częstotliwości sygnału do 7 MHz. Kopie są wykonywane jako odbitki stykowe, przez naświetlanie matrycy i dalszą tradycyjną obróbkę fotograficzną kopii.
Odczytywanie sygnału polega na oświetleniu fragmentu powierzchni płyty światłem białym i wyszukiwaniu śladu za pomocą obiektywu mikroskopu czytającego. W miarę obrotów płyty źródło światła wraz z obiektywem mikroskopu przesuwają się radialnie w kierunku środka płyty.
System ten wykorzystuje zapis wielowarstwowy, polegający na sklejeniu pojedynczych płyt w jeden grubszy pakiet. Odczyt uzyskano przez skupianie obiektywu mikroskopu na odpowiedniej warstwie, co jest możliwe przy mniejszej głębi ostrości obiektywu od grubości warstwy. Jest oczywiste, że czas zapisanego programu wydłuża się proporcjonalnie do liczby sklejonych warstw. Stosowany w systemie odczytującym mikroskop daje powiększenie rzędu 20 do 70 razy, natomiast sam detektor ma powierzchnię czynną około 0,1 mm^2.
Automatyczny układ utrzymujący obiektyw nad śladem przypomina swoją konstrukcją serwomechanizmy stosowane w poprzednio omówionych systemach.
System METRIX umożliwia stosowanie w procesie zapisu dźwięku metody cyfrowej i wówczas sygnał foniczny zostaje zapisany na impulsach wygaszania linii lub ramki.

INNE SYSTEMY

System „Teldec" opracowany w firmie TELEFUNKEN jest sytemem mechanicznym i ze względu na ograniczoną rozdzielczość zapisanego obrazu, wynoszącą około 250 linii i ograniczony czas zapisu (5 minut programu na płycie o średnicy 30 cm), a także nikłą trwałość samej płyty i elementu odczytującego, nie znalazł uznania u odbiorców. Dlatego też nie będzie dokładniej omówiony.
Należy wspomnieć jeszcze o systemie SONY MAVICA, który wykorzystuje płaską kartę o wymiarach 16 × 22 cm i umożliwia zarejestrowanie 10-minutowego programu kolorowego z towarzyszącym dźwiękiem stereofonicznym. Firma nie podaje konkretnych szczegółów opracowanego urządzenia. Wiadomo jeszcze, że kartę pokryto tlenkami chromu, podobnie jak znane taśmy „Cr" i że zapis na karcie może być kasowany.

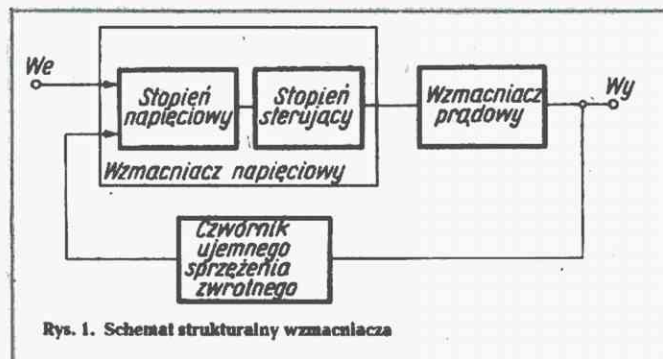
Płyty wizyjne, oprócz powszechnie znanych zastosowań, są używane jako pamięć o swobodnym dostępie. Stosując odpowiednio dobrany system identyfikacji poszczególnych obrazów zapisanych na płycie, można łatwo wyszukać w zapisanej treści żądaną informację. Odszukujące urządzenie logiczne umożliwia dostęp do odpowiedniej informacji w ciągu kilku sekund; oczywiście informację tę można odczytywać jako obraz stojący, zwolniony lub przyspieszony.
Opisane właściwości odtwarzania płyt wizyjnych pozwalają na wykorzystywanie płyt nie tylko w celach czysto konsumpcyjnych, lecz także w dziedzinach działalności profecjonalnej, takich jak katalogowanie, dubbing filmowy i telewizyjny oraz procesy dydaktyczne.
Przy katalogowaniu, na płycie zostają zapisane obrazy kart katalogowych uzupełnione o sygnał identyfikacji. Na pojedynczej płycie zapisuje się średnio 36 tys. obrazów. Natomiast w dubbingu wykorzystano łatwość powtarzania określonych sekwencji filmu lub programu telewizyjnego, co pozwala traktować płytę wizyjną jako idealny środek do realizacji tego czasochłonnego przedsięwzięcia.

Prowadzone w Polsce prace nad upowszechnieniem gramowidów i płyt wizyjnych ograniczają się do badań nad przydatnością do naszych warunków poszczególnych systemów, co w konsekwencji doprowadzi do wyboru odpowiedniego systemu i wdrożenia go do masowej produkcji.

OBLICZANIE WZMACNIACZY M.CZ.

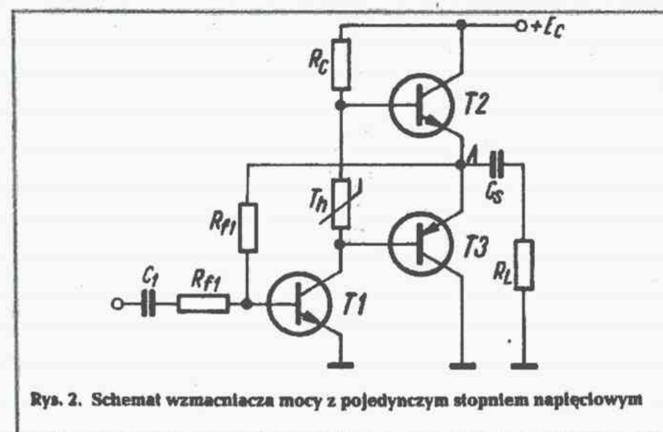
mgr inż. MACIEJ FESZCZUK

Wzmacniacze m.cz. stosowane w urządzeniach elektroakustycznych wyższej klasy są z reguły układami beztransformatorowymi z komplementarnym lub quasi-komplementarnym stopniem wyjściowym. Składają się one z szeregowo połączonych dwóch części: wzmacniacza napięciowego i wzmacniacza prądowego. Wzmacniacz napięciowy można funkcjonalnie podzielić jeszcze na dwie części: stopień, bądź człon napięciowy i stopień sterujący. Całość układu jest objęta pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego stabilizującego punkty pracy i linearyzującego charakterystykę przejściową wzmacniacza. Schemat strukturalny wzmacniacza przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Schemat strukturalny wzmacniacza

W najprostszym przypadku stopień sterujący pełni jednocześnie funkcję całego wzmacniacza napięciowego, zaś wzmacniaczem prądowym jest pojedyncza para komplementarna. Tego typu układ, na bazie którego są tworzone bardziej rozbudowane konstrukcje przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Schemat wzmacniacza mocy z pojedynczym stopniem napięciowym

W stopniu sterującym pracuje tranzystor T1, natomiast tranzystory T2 i T3 pracują w układzie wtórników emiterowych jako wzmacniacz prądowy. Statyczne punkty pracy całego układu są stabilizowane za pomocą ujemnego sprzężenia zwrotnego, podanego z wyjścia układu na bazę tranzystora T1 przez rezystor R_{f2}. Wskutek działania tego sprzężenia w stanie spoczynku układu, w punkcie „A" utrzymuje się napięcie równe 0,5 E_c.

Element „Th" służy do wstępnego spolaryzowania baz tranzystorów mocy ustalając prąd spoczynkowy stopnia końcowego I_0, a jeśli ma ujemny współczynnik termiczny, przyczynia się jednocześnie do jego stabilizacji w warunkach zmiennych temperatur otoczenia i tranzystorów T2 i T3.

Prąd spoczynkowy, stanowiący 2...3% wartości maksymalnego prądu wyjściowego, przesuwa punkt pracy stopnia wyjściowego do klasy AB, która przy małych zniekształceniach nieliniowych umożliwia uzyskanie sprawności rzędu 50%.

Kondensator C_s sprzęga wyjście wzmacniacza z obciążeniem. W przypadku, gdy wzmacniacz jest zasilany z dwóch symetrycznych źródeł napięcia ($\pm$0,5 E_C) kondensator sprzęgający jest zbędny, a obciążenie jest doprowadzone bezpośrednio do wyjścia wzmacniacza.

Moc wyjściowa wzmacniacza jest proporcjonalna do kwadratu amplitudy przebiegu wyjściowego zgodnie ze wzorem:

$$P_{wy} = \frac{\hat{U}_L^2}{2R_L} = 0{,}5 \cdot \hat{I}_L^2 \cdot R_L \qquad (1.1)$$

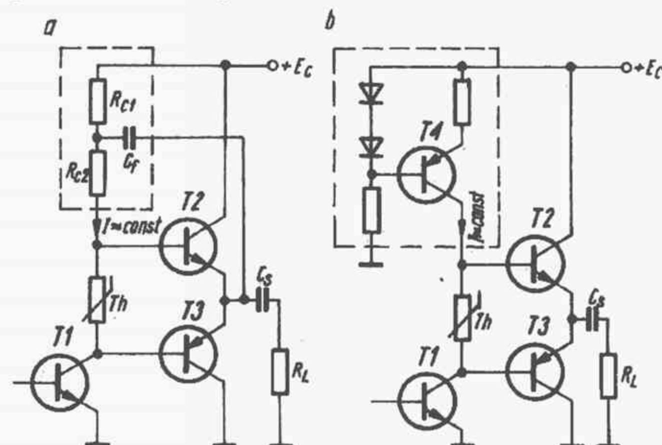
W warunkach idealnych maksymalna amplituda napięcia wyjściowego jest równa 1/2 E_c, jednak w rzeczywistości nie udaje się uzyskać takiego wykorzystania napięcia zasilania. Powstają bowiem nieuniknione straty, wynikające z napięć nasycenia tranzystorów końcowych, napięć złącz baza-emiter i innych przyczyn. Zmniejszenie tych strat jest szczególnie ważne przy niskim napięciu zasilania wzmacniacza.

Zadaniem stopnia sterującego jest dostarczenie do układu wyjściowego potrzebnego prądu sterującego o odpowiednim napięciu i natężeniu. W przypadku wzmacniacza przedstawionego na rys. 2, warunki te będą spełnione dla tranzystora T3 (p-n-p), natomiast wysterowanie tranzystora T2 (n-p-n) będzie zależało od wartości rezystora R_c. Spadek napięcia spowodowany przepływem prądu bazy tranzystora T2 przez rezystancję R_c powoduje powstanie straty w postaci zmniejszenia amplitudy przebiegu wyjściowego. Przeciwdziałania temu niekorzystnemu zjawisku można dokonywać przez:

- zmniejszenie wartości rezystora R_c,
- zwiększenie rezystancji wejściowej stopnia mocy,
- zastosowanie zamiast prądu rezystora R_c źródła prądowego.

W praktyce najkorzystniejsze okazało się zastosowanie zamiast rezystora R_c źródła prądowego, które może być wykonane w wersji dynamicznej (zastosowanie dodatniego sprzężenia zwrotnego typu „bootstrap") lub statycznej.

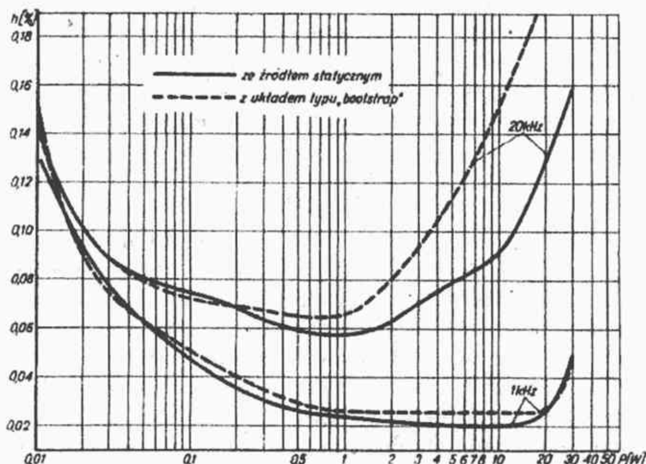
Przykłady zastosowania dwu rodzajów źródeł prądowych przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3. Przykłady zastosowań źródeł prądowych
a – źródło prądowe dynamiczne (typu „bootstrap"), b – źródło prądowe statyczne

Coraz powszechniej są stosowane układy ze statycznym źródłem prądowym. Charakteryzują się one mniejszymi zniekształceniami nieliniowymi przez skuteczniejsze eliminowanie zniekształceń skrośnych, występujących w każdym stopniu wyjściowym, pracującym w klasie B lub AB. Statyczne źródło prądowe zachowuje bowiem swoją dużą rezystancję dynamiczną w całym zakresie wartości wyjściowego przebiegu, co

zapewnia szybkie przełączanie tranzystorów komplementarnych. Natomiast rezystancja dynamicznego źródła prądowego ze sprzężeniem typu „bootstrap" ma tendencję do zmniejszania się w zakresie przejścia przebiegu wyjściowego przez zero (obszar zniekształceń skrośnych), ponieważ napięcie na kolektorze tranzystora sterującego zmienia się bardziej niż napięcie wyjściowe. Różnice są szczególnie widoczne przy większych częstoliwościach akustycznych (rys. 4).



Rys. 4. Przebieg charakterystyki zniekształceń nieliniowych w funkcji mocy wyjściowej dla układów z dynamicznym i statycznym źródłem prądowym

Niezbędna wydajność źródła prądowego jest zależna od wartości maksymalnej amplitudy prądu bazy tranzystora wyjściowego, który źródło ma sterować. W przypadku kładów przedstawionych na rys. 3, będzie to tranzystor T2.
Warunek ten można sprezyzować następująco:

$$I_{źr\,min} \geq \hat{I}_{B\,max\,T_2} \qquad (1.2)$$

$$\hat{I}_{B\,max\,T_2} = \frac{\hat{I}_{L\,max}}{H_{21E}} \qquad (1.3)$$

przy czym:
$\hat{I}_{B\,max}$ – maksymalna wartość amplitudy prądu bazy niezbędna do całkowitego wysterowania stopnia końcowego;
$\hat{I}_{L\,max}$ – maksymalna wartość amplitudy prądu wyjściowego;
H_{21E} – współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora lub zespołu tranzystorów w stopniu końcowym (wg tablicy).

W praktyce, aby stworzyć pewien margines bezpieczeństwa oraz zapewnić bardziej liniową pracę stopnia sterującego, wzór (1.2) przyjmuje postać:

$$I_{źr} = (2...5)\,\hat{I}_{B\,max} \qquad (1.4)$$

W przypadku układu ze statycznym źródłem prądowym należy zrealizować źródło o wydajności określonej wzorem (1.4), natomiast w przypadku układu typu „bootstrap" należy wyznaczyć rezystancję sumaryczną $R_{c1} + R_{c2}$.
Ponieważ źródło prądowe ma dostarczać prąd o stałej wartości bez względu na wysterowanie wzmacniacza, to:

$$R_{c1} + R_{c2} < \frac{0{,}5E_o}{I_{źr}} \qquad (1.5)$$

Uwzględniając wzór (1.4) wyrażenie (1.5) przybiera postać:

$$R_{c1} + R_{c2} = \frac{0{,}5E_o}{(2...5)\,\hat{I}_{B\,max}} \qquad (1.6)$$

Ponieważ dla przebiegów zmiennych rezystor R_{c1} jest połączony równolegle z rezystorem obciążenia R_L, musi być spełniony dodatkowy warunek w celu niedopuszczenia do dużych strat mocy, a mianowicie:

$$R_{c1} \geq R_L \qquad (1.7)$$

W praktyce

$$R_{c1} = (20...100)\,R_L \qquad (1.8)$$

Współczynnik wzmocnienia prądowego złożonego układu tranzystorów

	Tranzystor zastępczy	H_{21E}
1	E_C	$h_{21E}+1$
2	E_C, R_E	$h_{21E}+1$
3	T', T'', E_C, R_B, R_E	$0{,}8 \cdot h'_{21E} \cdot h''_{21E}$
4	E_C, R_B, R_E	$h'_{21E} \cdot h''_{21E}$
5	T', T'', E_C, R_B, R_E	$h'_{21E} \cdot h''_{21E}$

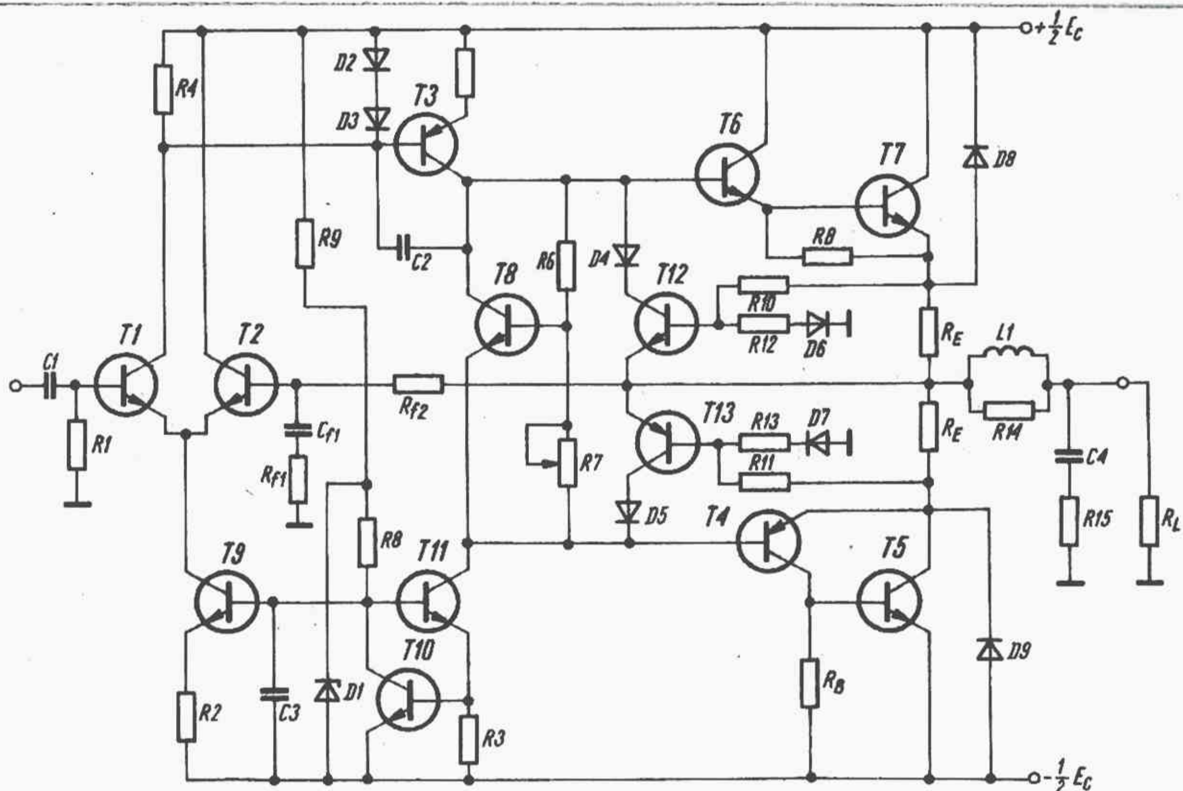
Wyznaczając wartość rezystorów R_{c1} i R_{c2} należy poza tym kierować się zależnością:

$$R_{c2} > R_{c1} \qquad (1.9)$$

Jeżeli z obliczeń wynika, że wartość rezystora R_{c1} powinna być taka sama jak R_L, należy zastosować układ zmodyfikowany w taki sposób, że obciążenie R_L jest włączone zamiast rezystancji R_{c1}.
W dalszej części artykułu podany będzie przykład obliczania wzmacniacza mocy m.cz.

PRZYKŁAD OBLICZANIA WZMACNIACZA MOCY

Należy zaprojektować wzmacniacz o mocy wyjściowej P_{wy} = 40 W przy obciążeniu R_L = 4 Ω i parametrach: k_u = 20 V/V, f = 20 Hz...20 kHz, R_{we} = 30 kΩ. Układ należy wyposażyć w elektroniczny ogranicznik prądu wyjściowego. Wzmacniacz będzie zasilany napięciem niestabilizowanym.
Schemat ideowy układu przedstawiono na rysunku 5.



Rys. 5. Schemat ideowy wzmacniacza mocy, którego wartości są podane w przykładzie obliczeniowym

W układzie zastosowano dwa źródła prądowe: jedno z tranzystorami T10 i T11 w kolektorze tranzystora sterującego T3 oraz drugie z tranzystorem T9 zamiast rezystora emiterowego w stopniu różnicowym. Jako ogranicznik prądu wyjściowego wykorzystano układ mostkowy z tzw. cofającą się charakterystyką ograniczenia prądu.

Określenie maksymalnej amplitudy natężenia prądu i napięcia wyjściowego przy obciążeniu znamionowym

$$\bar{U}_L = \sqrt{2P_{wy}\cdot R_L} = \sqrt{80\cdot 4} = 18V \qquad (2.1)$$

$$\bar{I}_L = \frac{\bar{U}_L}{R_L} = 4{,}5A \qquad (2.2)$$

Jako tranzystory stopnia końcowego zastosowano parę tranzystorów 2N3055 o następujących parametrach:
$U_{CB0\ max} = 100$ V, $U_{CE0\ max} = 60$ V, $h_{21E} = 20...70$ ($I_C = 4$ A), $I_{C\ max} = 15$ A, $P_{C\ max} = 117$ W.
Do obliczeń przyjęto wartość $h_{21E} = 20$.

Ustalenie wartości rezystancji R_E, prądu spoczynkowego tranzystorów mocy oraz rezystancji R_B

Wartość rezystancji R_E wyznaczono następująco:

$$R_E = \frac{(1...2)\ \bar{U}_{BE\ max}}{\bar{I}_{L\ max}} = \frac{(1...2)\ 1{,}1V}{4{,}5A} = 0{,}24...0{,}49\Omega \qquad (2.3)$$

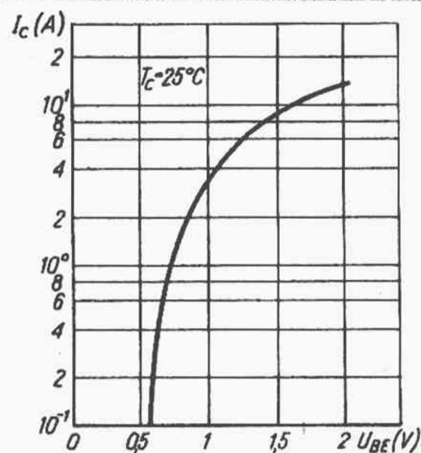
Wybrano wartość $R_E = 0{,}3\ \Omega$.
Wartość napięcia U_{BE} wyznaczono z wykresu podanego na rysunku 6.
Wartość prądu spoczynkowego tranzystorów mocy określono na podstawie wzoru:

$$I_0 = (2...3)\%\ I_{L\ max} = 90...135\ mA \qquad (2.4)$$

Ustalono wartość $I_0 = 100$ mA.
Wartość rezystancji R_B wyznaczono następująco:

$$R_B = (10...20)\frac{U_{BE}(\bar{I}_{L\ max}) - U_{BE}(I_0)}{\bar{I}_{L\ max}/h_{21E\ T5,T7}} = (10...20)\frac{1{,}1 - 0{,}6}{4{,}5/20} = 22...44\Omega \qquad (2{,}5)$$

Wybrano wartość $R_B = 30\ \Omega$.



Rys. 6. Przebieg charakterystyki $I_C = f(U_{BE})$ dla tranzystora 2N3055

Obliczenie napięcia zasilającego

Wymagane napięcie zasilające obliczono biorąc pod uwagę oddzielne zależności dla dodatniej i oddzielne dla ujemnej połówki przebiegu wyjściowego. Niektóre wartości przyjęto szacunkowo, oczywiście z pewnym marginesem bezpieczeństwa.

$$\frac{1}{2}E_c^+ = \bar{U}_{L\ max} + R_E\bar{I}_{L\ max} + U_{BE\ max\ T7} + U_{BE\ max\ T6} + U_{CE\ sat\ T3} + U_{R6} = 18V + 0{,}3\Omega\cdot 4{,}5A + 1{,}1V + 0{,}7V + 0{,}5V + 0{,}2V = 21{,}85V \qquad (2.6)$$

$$\frac{1}{2}E_c^- = \bar{U}_{L\ max} + R_E\bar{I}_{L\ max} + U_{BE\ max\ T4} + U_{CE\ sat\ T11} + U_{BE\ T10} = 18V + 0{,}3\Omega\cdot 4{,}5A + 0{,}7V + 0{,}5V + 0{,}6V = 21{,}15V \qquad (2.7)$$

Przyjmując przypadek bardziej niekorzystny oraz zakładając spadek napięcia zasilania rzędu 10% przy pełnym wysterowaniu przyjęto:

$$0,5 \cdot E_c = 25\ V \qquad (2.8)$$

Określenie mocy strat w tranzystorach stopnia końcowego

Moc strat wyznaczono na podstawie zależności:

$$P_{C\,T_8,T_9} = \frac{E_c^2}{4\Pi^2 \cdot R_O} + 0,5E_c \cdot I_o \qquad (2.9)$$

w której: $R_0 = R_L + R_L$.

Po podstawieniu wartości liczbowych

$$P_{C\,T_8,T_9} = \frac{(50)^2}{4 \cdot (3,14)^2 \cdot (0,3 + 4)} + 25 \cdot 0,1 = 17W \qquad (2.10)$$

Określenie mocy strat w tranzystorach T4, T6

Moc strat w tranzystorze T6 jest nieco większa niż w T4 i dla tego tranzystora będzie wyznaczona następująco:

$$R_{0\,T6} = 0,9 \cdot h_{21E\,T7} \cdot R_L = 0,9 \cdot 20 \cdot 4 = 72\ \Omega \qquad (2.11)$$

Wartość prądu spoczynkowego tranzystora T6 wynosi:

$$I_{o\,T_6} = \frac{U_{BE\,T_7}(I_o)}{R_B} + \frac{I_{o\,T_7}}{h_{21E}} = \frac{0,6V}{30\Omega} + \frac{0,1A}{20} = 25mA \qquad (2.12)$$

Uwzględniając wzór (2.9) moc strat w tranzystorze T6 wynosi:

$$P_{C\,T_6} = \frac{(50)^2}{4 \cdot (3,14)^2 \cdot 72} + 25 \cdot 25 \cdot 10^{-3} = 1,5W \qquad (2.13)$$

Jako tranzystory T4, T6 zastosowano parę komplementarną BD137, BD138 o następujących parametrach:
$U_{CB0\,max} = 60$ V, $U_{CE0\,max} = 60$ V, $I_{C\,max} = 1,5$ A, $P_{tot} = 6,5$ W, $h_{21E} = 40...160$ ($I_C = 0,15$ A), $T_{jmax} = 125$ C.
Do obliczeń przyjęto $H_{21E} = 80$.

Obliczenie elementów źródła prądowego z tranzystorami T10 i T11

Do prawidłowego wysterowania stopnia końcowego wydajność źródła prądowego powinna spełniać zależność (1.4).
Po podstawieniu wartości liczbowych:

$$I_{\acute{z}r} = (2...5)\frac{I_{L\,max}}{H_{21E\,T_4,T_5}} = (2...5)\frac{4,5A}{20 \cdot 80} = 5,6...14mA \qquad (2.14)$$

Wartość H_{21E} dla układu T4, T5 wyznaczono na podstawie danych z tablicy.
Przyjęto: $I_{\acute{z}r} = 10$ mA (2.15)
W układzie zastosowano diodę Zenera D1 w celu zmniejszenia wpływu tętnień napięć zasilających na stopień wyjściowy wzmacniacza.
Napięcie diody wybrano o wartości 6,8 V, a prąd kolektora tranzystora T10 ustalono na 3 mA. Dla zapewnienia prawidłowej pracy diody Zenera prąd płynący przez tę diodę powinien wynosić co najmniej 5 mA oraz powinien być około 2-krotnie większy od maksymalnego prądu obciążenia, a więc:

$$I_z \geqslant 6\ mA \qquad (2.16)$$

Ponieważ wartość tego prądu nie może zmniejszyć się przy maksymalnym wysterowaniu wzmacniacza, wartość rezystancji R_9 powinna być wyznaczona po uwzględnieniu spadku napięć zasilających o 10%, a mianowicie:

$$R_9 = \frac{E_c - 0,1E_c - U_z}{I_z + I_{C\,T_{10}}} = \frac{50 - 5 - 6,8}{(6 + 3) \cdot 10^{-3}} = 4,25k\Omega \qquad (2.17)$$

przyjęto wartość $R_9 = 3,9$ kΩ.
Maksymalna moc wydzieli się w diodzie D1 przy braku wysterowania wzmacniacza i wyniesie:

$$P_{D_1} = U_z \cdot I_z = U_z \cdot \left(\frac{E_c - U_z}{R_9} - I_{T_{10}}\right) = 6,8\left(\frac{50 - 6,8}{3,9 \cdot 10^3} - 3 \cdot 10^{-3}\right) = 55mW \qquad (2.18)$$

Jako diodę D1 wybrano typ BZP611C6V8.
Wartość rezystancji R_8 należy wyznaczyć, uwzględniając założony prąd kolektora tranzystora T10, a mianowicie:

$$R_8 = \frac{U_z - U_{BE\,T_{11}} - U_{BE\,T_{10}}}{I_{C\,T_{10}}} = \frac{6,8 - 0,7 - 0,6}{3 \cdot 10^{-3}} = 1,8k\Omega \qquad (2.19)$$

Wartość rezystancji R_3 zależy od prądu, jaki ma dostarczyć źródło prądowe:

$$R_3 = \frac{U_{BE\,T_{10}}}{I_{\acute{z}r}} = \frac{0,6}{10 \cdot 10^{-3}} = 60\Omega \qquad (2.20)$$

Przyjęto wartość katalogową $R_3 = 62$ Ω.
Moc strat w tranzystorze T10 jest znikoma, dlatego może być tutaj zastosowany dowolny typ tranzystora małej mocy, np. BC107, BC108.
Moc strat w tranzystorze T11 wynosi:

$$P_{C\,T11} = I_{\acute{z}r} \cdot 0,5\,E_c = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 25 = 250\ mW \qquad (2.21)$$

Tranzystor ten powinien wytrzymywać pełne napięcie zasilania dlatego też zastosowano typ BD137.
Jako tranzystor T3 zastosowano BD138, o współczynniku wmocnienia prądowego $h_{21E} = 100$.
Wartość rezystancji R_5, w emiterze tranzystora T3, koniecznej ze względu na zastosowany układ zabezpieczenia, wyznaczono na podstawie wzorów:

$$R_5 = \frac{U_D}{(2...3) \cdot I_{E\,max\,T_3}} = \frac{U_D}{(2...3) \cdot I_{\acute{z}r} + I_{B\,max\,T_6}} \qquad (2.22)$$

$$I_{B\,max\,T_6} = \frac{I_{L\,max}}{H_{21E\,T_6,T_7}} = \frac{4.5}{80 \cdot 20} = 2.8mA \qquad (2.23)$$

Stąd:

$$R_5 = \frac{0,6}{(2...3) \cdot 12,8 \cdot 10^{-3}} = 15,6...23,4\Omega \qquad (2.24)$$

Przyjęto $R_5 = 18$ Ω.

Obliczenie elementów stabilizacji termicznej prądu spoczynkowego tranzystorów mocy

Dla zastosowanego układu quasi-komplementarnego warunek wymagany przy doborze rezystancji R_6 i R_7 wynosi:

$$R_6/R_7 = 2 \qquad (2.25)$$

Zastosowano $R_6 = 2$ kΩ, $R_7 = 2$ kΩ reg.

Obliczenie elementów głównej pętli sprzężenia zwrotnego

Ze względu na dryft termiczny wzmacniacza wartość rezystancji R_{f2} musi być równa wartości rezystancji R_1, która z kolei decyduje o impedancji wejściowej układu.
Wybrano wartość $R_{f2} = R_1 = 33$ kΩ.
Ponieważ wzmocnienie wzmacniacza powinno wynosić około 20 V/V wartość rezystancji R_{f1} należy wyznaczyć ze wzoru:

$$R_{f_1} = \frac{R_{f_2}}{k_u - 1} = \frac{33k\Omega}{19} = 1,7k\Omega \qquad (2.26)$$

Zastosowano wartość $R_{f1} = 1,6$ kΩ.
Wartość pojemności C_{f1} można wyznaczyć na podstawie zależności:

$$C_{f_1} = \frac{(2...5)\,10^6}{2 \cdot \Pi \cdot f_d \cdot R_{f_1}} = \frac{(2...5) \cdot 10^6}{6,28 \cdot 20 \cdot 1,6 \cdot 10^3}\ 10...25\mu F \qquad (2.27)$$

w której: f_d – dolna częstotliwość graniczna.
Wybrano wartość $C_f = 33$ μF.

Obliczenie elementów wzmacniacza różnicowego

Prąd kolektora tranzystora T1 zawiera dwie składowe: prąd płynący przez rezystor R_4 oraz prąd bazy tranzystora T3

$$I_{C\,T1} = I_{R4} + I_{B\,T3} \qquad (2.28)$$

Aby prąd bazy tranzystora T3 nie obciążał zbytnio tranzystora T1, co warunkuje liniową pracę tego stopnia, powinna być spełniona dodatkowa zależność:

$$I_{R4} = (5...10) \cdot I_{B\,max}\,T3 \qquad (2.29)$$

Maksymalny prąd bazy tranzystora T3 ma również dwie składowe pochodzące od prądu źródła prądowego z tranzystorem T11 oraz od prądu bazy tranzystora T6.

$$I_{B\,max\,T3} = \frac{I_{źr} + I_{B\,max\,T6}}{h_{21E\,T3}} \qquad (2.30)$$

Po podstawieniu wartości liczbowych:

$$I_{B\,max\,T3} = \frac{(10 + 3{,}5) \cdot 10^{-3}}{100} = 0{,}135\,mA \qquad (2.31)$$

Stąd:

$$I_{R4} = (5...10) \cdot 0{,}135\,mA = 0{,}675 - 1{,}35\,mA \qquad (2.32)$$

Prąd płynący przez rezystor R_4 przyjęto o wartości 1 mA. Wartość rezystancji R_4 można wyznaczyć z wyrażenia:

$$R_4 = \frac{U_{BE\,T3} + U_{R6}}{I_{R4}} = \frac{0{,}7 + 18 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}} = 880\Omega \qquad (2.33)$$

Przyjęto wartość katalogową $R_4 = 820\ \Omega$.
Na podstawie uzyskanych danych wzór (2.28) przedstawia się następująco:

$$I_{C\,T1} = 1\ mA + 10\ mA/100 = 1{,}1\ mA \qquad (2.34)$$

Aby układ był symetryczny, przejęto taką samą wartość prądu w kolektorze tranzystora T2.
Wartość rezystancji R2 w emiterze tranzystora T9 warunkującej odpowiednią wydajność prądową można wyznaczyć z wyrażenia:

$$R_2 = \frac{U_{BE\,T11} + U_{BE\,T10} - U_{BE\,T9}}{I_{c\,T1} + I_{c\,T2}} = \frac{0{,}7 + 0{,}6 - 0{,}6}{2{,}2 \cdot 10^{-3}} =$$

$$= 318\Omega \qquad (2.35)$$

Zastosowano wartość katologową $R_2 = 300\ \Omega$.
Pojemność kondensatora wejściowego C_1 wynosi:

$$C_1 = \frac{(5...10) \cdot 10^6}{2 \cdot \Pi \cdot f_d \cdot R_1} = \frac{(5...10) \cdot 10^6}{6{,}28 \cdot 20 \cdot 33 \cdot 10^3} =$$

$$= 1{,}2...2{,}4\mu F \qquad (2.36)$$

Zastosowano wartość katalogową $C_1 = 2{,}2\ \mu F$.
Wartości kondensatorów: $C_2 = 100\ pF$, $C_3 = 1\ nF$.
Diody D2...D7 zastosowano typu BAY95, a tranzystory T1, T2 i T9 typu BC107B.

Obliczenie elementów układu ogranicznika prądowego

Wartość rezystancji $R_{12} = R_{13}$ przyjęto 1 kΩ, natomiast wartość rezystancji R_{10} wyniesie:

$$R_{10} = R_{11} = \frac{I_{L\,max} \cdot R_E \cdot R_{12}}{I_{L\,max} \cdot R_L - U_{D6}} = \frac{4{,}5 \cdot 0{,}3 \cdot 1000}{4{,}5 \cdot 4 - 0{,}6} =$$

$$= 78\Omega \qquad (2.37)$$

Przyjęto wartość katalogową $R_{10} = 82\ \Omega$.
Jako tranzystory T12 i T13 zastosowano BC107 i BC177.

Elementy zabezpieczające przed obciążeniami o charakterze reaktancyjnym

Odpowiednie elementy przyjęto o wartości: $R_{14} = R_{15} = 10\ \Omega$, $C_4 = 0{,}1\ \mu F$, $L_1 = 5\ \mu H$. Diody D8, D9 typu BYP401–200.

Zastosowanie układu typu „bootstrap"

W przypadku zastosowania układu typu „bootstrap" zamiast źródła stałoprądowego z tranzystorem T11, należy schemat ideowy z rys. 6 odpowiednio zmodyfikować (rys. 7).
Zgodnie ze wzorem (1.6) sumaryczna wartość rezystancji R_{c1} i R_{c2} (rys. 3 i rys. 7) powinna wynosić:

$$R_{c1} + R_{c2} = \frac{0{,}5 \cdot E_c}{(2...5) \cdot I_{B\,max\,T4}} = \frac{0{,}5 \cdot E_c}{(2...5)\,I_{L\,max}/h_{21E}} \qquad (2.38)$$

Po podstawieniu wartości liczbowych:

$$R_{c1} + R_{c2} = \frac{25}{(2...5) \cdot 2{,}8 \cdot 10^{-3}} = 1{,}7...4{,}4\ k\Omega \qquad (2.39)$$

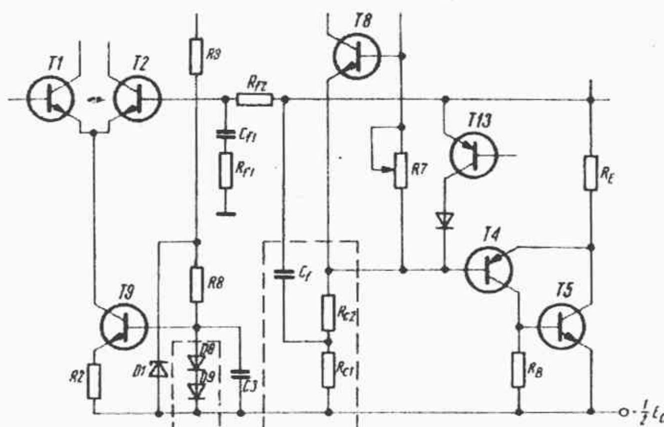
Przyjęto wartość $R_{c1} + R_{c2} = 2{,}5\ k\Omega$.
Na podstawie wzoru (1.8) wartość rezystancji R_{c1} powinna wynosić:

$$R_{c1} = (20...100) \cdot R_L = 80...400\ \Omega \qquad (2.40)$$

Przyjęto wartość $R_{c1} = 360\ \Omega$.
Stąd:

$$R_{c2} = 2500 - 360 = 2140\ \Omega \qquad (2.41)$$

Przyjęto wartość katologową 2,2 kΩ



Rys. 7. Modyfikacja schematu wzmacniacza z rys. 5 w przypadku zastosowania układu typu „bootstrap"

Wartość kondensatora C_f wynosi:

$$C_f = (5...10) = \frac{(R_{c1} + R_{c2}) \cdot 10^6}{2 \cdot \Pi \cdot f_d \cdot R_{c1} \cdot R_{c2}} =$$

$$= (5...10)\,\frac{2560 \cdot 10^6}{6{,}28 \cdot 20 \cdot 360 \cdot 2200} = 128...256\mu F \qquad (2.42)$$

Wybrano wartość $C_f = 220\ \mu F$.
Do polaryzacji bazy tranzystora T9 zastosowano dwie diody połączone szeregowo typu BAY95. Pozostałe elementy układu pozostawiono bez zmiany.

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI polecają

PROJEKTOWANIE STOPNI WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI TRANZYSTOROWYCH ODBIORNIKÓW RADIOWYCH – Z.N. Muzyka, W.E. Pustowarow, B.G. Sinickij. Tłum. z jęz. ros. mgr inż. L. Witkowski Wyd. 1, format A5, str. 180, rys. 158, cena30 zł

W książce podano zasady projektowania tranzystorowych stopni wzmacniających w.cz. oraz wskazówki praktyczne poparte licznymi przykładami. Część pierwsza zawiera podstawowe wiadomości o tranzystorach w.cz., schematy zastępcze tranzystorów bipolarnych i unipolarnych; opisano także ich właściwości szumowe. W części drugiej podano metody projektowania stopni wzmacniających w.cz. stosowanych w odbiornikach radiowych. Dodatek zawiera informacje dotyczące parametrów i oznaczeń tranzystorów opisanych w tekście.

Odbiorcy: technicy i inżynierowie zajmujący się projektowaniem radiowych urządzeń odbiorczych, a także studenci i zaawansowani radioamatorzy.

GRAMOFON G-1100FS DANIEL

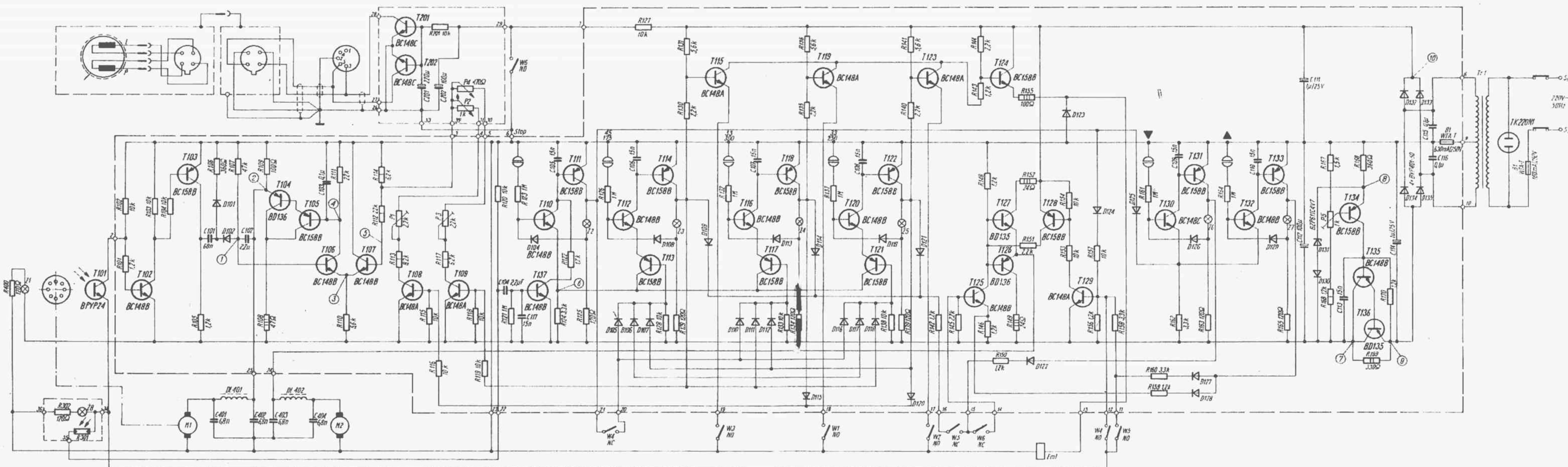
Gramofon G-1100Fs produkowany w ŁZR FONIKA jest urządzeniem stereofonicznym klasy Hi-Fi zasilanym z sieci prądu przemiennego 220 V, 50 Hz.
Nowoczesne rozwiązanie konstrukcyjne gramofonu z zastosowaniem najnowszych układów elektronicznych zapewnia mu równorzędne miejsce w wyrobach tego typu produkowanych przez najbardziej znane firmy światowe.
Gramofon G-1100Fs jest przeznaczony do odtwarzania nagrań z płyt stereofonicznych i monofonicznych o prędkościach obrotowych $33^1/_3$ obr/min (Ø 300 i 250 mm) oraz 45 obr/min (Ø 175 mm).
Gramofon jest przeznaczony do współpracy ze wzmacniaczami i radioodbiornikami z wejściem dostosowanym do współpracy z wkładką gramofonową magnetyczną.
Automatyczny system napędu ramienia zabezpiecza płyty i ostrze igły przed uszkodzeniami, co często zdarza się przy ręcznym manipulowaniu ramieniem. Obsługa sprowadza się do dotykania palcem odpowiednich czujników sensorowych.
Elastyczne zawieszenie zespołu ramienia wspólnie z talerzem na sprężynowych amortyzatorach eliminuje wibracje i szumy, wpływające ujemnie na system odtwarzający ramienia.
Talerz gramofonu jest napędzany cichobieżnym silnikiem prądu stałego za pomocą paska gumowego. Obroty silnika są stabilizowane układem elektronicznym.
Gramofon cechuje estetyczne i nowoczesne rozwiązanie plastyczne.
Schemat ideowy gramofonu przedstawiono poniżej:

DANE TECHNICZNE

Napięcie zasilania:	220 V, 50 Hz
Pobór mocy:	20 W
Obroty talerza:	$33^1/_3$ i 45 obr/min
Płynna regulacja obrotów:	± 4%
Talerz:	Ø 300 mm, 2,7 kg
Poziom zakłóceń od wibracji:	
– nie ważony	–40 dB
– ważony	–60 dB } wartości
– kołysanie dźwięku	–0,1% } średnie
Wymiary:	450×365×135 mm
Ciężar gramofonu (z obudową)	10,5 kg
Wkładka magnetyczna stereo:	T2001 f-my „Tenorel" lub Mf-100 prod. ŁZR
Pasmo przenoszenia:	20 ... 20 000 Hz
Nierównomierność kanałów:	± 2 dB (przy 1000 Hz)
Tłumienie przesłuchu między kanałami wkładki:	20 dB (przy 1000 Hz)
Ostrze igły (diamentowa):	R = 13 ... 18 μm (sferyczne)
Nacisk roboczy ostrza igły:	1,5–3 G (15–30 mN)
Impedancja obciążenia:	47 kΩ

OPIS DZIAŁANIA

Gramofon ma dwa silniki prądu stałego: jeden do napędu talerza (M1), a drugi do napędu układu podnoszenia i opuszczania ramienia (M2).
Regulacja i stabilizacja prędkości obrotowej silnika M1 następuje w układzie, złożonym z tranzystorów T101 ... T109. Tranzystory T106 i T107 pracujące w układzie różnicowym stanowią wzmacniacz błędu porównujący napięcie proporcjonalne do prędkości obrotowej silnika (baza T106) z napięciem wzorcowym (baza T107).
Napięcie proporcjonalne do prędkości obrotowej jest uzyskiwane drogą elektrooptyczną w układzie złożonym z: żarówki, tarczy z otworami, fototranzystora T101, tranzystorów T102 i T103 oraz prostownika z diodami D101 i D102. Fototranzystor T101 jest oświetlany przez żarówkę w momentach, w których otwory obracającej się tarczy znajdują się na drodze promienia świetlnego. Na kolektorze fototranzystora powstaje przebieg prostokątny o częstotliwości proporcjonalnej do prędkości obrotowej tarczy z otworami, umieszczonej na osi silnika. Przebieg ten jest wzmacniany i prostowany, w wyniku czego wartość napięcia bazy tranzystora T106 jest proporcjonalna do prędkości obrotowej silnika M1.
Napięcie wzorcowe, doprowadzone do bazy T107, jest wytwarzane w dzielniku napięcia złożonym z rezystorów R114, P2, P1, R113 ($33^1/_3$ obr/min) lub P4, P3, R117 (45 obr/min). Suwaki potencjometrów P2 i P4 znajdują się na płycie czołowej gramofonu i służą do korekcji prędkości obrotowej gramofonu. Wybór jednej z prędkości następuje przez wprowadzenie w stan nasycenia jednego z tranzystorów – T108 lub T109.
Silnik M2 jest sterowany z układu pracującego z tranzystorami T125 ... T129. Zmianę kierunku obracania się silnika, niezbędną do uzyskania możliwości podnoszenia i opuszczania ramienia, uzyskuje się w wyniku wprowadzenia w stan przewodzenia jednego z tranzystorów T126 lub T127. W sytuacji, gdy przewodzi tranzystor T126, silnik M2 jest zasilany napięciem ujemnym, zaś gdy przewodzi tranzystor T127 silnik jest zasilany napięciem dodatnim.



ND - zestyk czynny
NC - zestyk bierny
Diody D101 ÷ D130 - BAVP18

0,125 W
0,25 W
0,5 W
1 W

Prędkość talerza	Wartość napięć stałych [V] – Punkty pomiarowe 1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
45 obr/min	-3,6	-1,8	-6,7	-3,1	-5,6	-6,8	-11,0	-5,7	-18,0	+20,0
33 obr/min	-4,8	-1,4	-5,5	-5,5	-4,8					

Pomiary napięć stałych dokonano woltomierzem o oporności wejściowej ≥ 20 kΩ/V

Schemat gramofonu G-1100FS DANIEL

Przedstawione układy wykonawcze są sterowane za pomocą sześciu czujników wejściowych za pośrednictwem bramek diodowych. Czujniki wejściowe są zbudowane w formie przerzutników bistabilnych złożonych z tranzystorów komplementarnych. W takim przerzutniku oba tranzystory znajdują się w stanie przewodzenia (stan czynny czujnika) lub oba są zatkane (stan bierny czujnika).

Bramki diodowe powodują, że wyzwalanie czujników wejściowych musi się odbywać w określonej kolejności, np. pierwszą czynnością musi być wybór prędkości i średnicy płyty, a dopiero następną – opuszczenie ramienia. Ponadto bramki diodowe uniemożliwiają jednoczesne wykonanie kilku sprzecznych z sobą czynności; np. tylko jeden z czujników określających prędkość obrotową gramofonu może znajdować się w stanie czynnym, pozostałe są wtedy zablokowane.

Stany wszystkich czujników wejściowych są sygnalizowane żarówkami; świecenie żarówki oznacza stan czynny czujnika.

Zastosowany w gramofonie elektromagnes Em1 służy do zatrzymania ramienia na wybranej średnicy płyty. Mikrowyłączniki W1, W2 i W3 służą jako czujniki średnic odpowiednio dla płyt 300, 250 i 175 mm. Włączane są dźwignią prowadzącą ramię. Po włączeniu jednego z sensorów obrotów, np. 45/175 napięcie wyjściowe z tego sensora polaryzuje bazę tranzystora T115. Przemieszczającą się w kierunku osi talerza dźwignię prowadzącą ramię wraz z ramieniem zwiera mikrowyłącznik W3. Tranzystory T115 i T124 zostają nasycone. Elektromagnes Em1, zasilany prądem tranzystora T124, chwyta dźwignię prowadzącą ramię. Konsekwencją tego jest zatrzymanie ramienia na wybranej średnicy płyty.

Tranzystory T201 i T202 pracują w układzie tłumienia sygnału wkładki gramofonowej w czasie, gdy nie jest oparta o płytę. Z chwilą opuszczenia ramienia na płytę gramofonową mikrowyłącznik W6 zostaje zwarty. Tranzystory T201 i T202 nie są wtedy polaryzowane. Opór wyjściowy tranzystorów jest duży i sygnał z wkładki nie jest wówczas tłumiony.

Fotorezystor R301 i żarówka Ż8 pracują w układzie wyłącznika szybkościowego powodującego włączenie sensora „STOP" i powrót ramienia na wspornik po wejściu igły wkładki w rowek kończący nagranie. Zwiększony skok ramienia powoduje szybsze przesłonięcie fotorezystora przesłoną umieszczoną na dźwigni połączonej z kolumną ramienia gramofonu. Powoduje to zmianę napięcia na fotorezystorze, które po zróżniczkowaniu w układzie C104 i R121 włącza tranzystor T137 i tym samym włącza sensor „STOP".

Potencjometr P5 służy do regulacji napięcia zasilającego – 11 V.

mgr inż. Cezary Rudnicki

CZĘSTOŚCIOMIERZ CYFROWY 50 MHz – Część I

mgr BOGUSŁAW KALINOWSKI

Częstościomierz cyfrowy 50 MHz jest uniwersalnym przyrządem pomiarowym, wyposażonym w układy scalone TTL i przeznaczonym do cyfrowego pomiaru:

- częstotliwości,
- okresu przebiegów sinusoidalnych lub impulsowych,
- stosunku dwóch częstotliwości,
- odstępu czasu, którego początek i koniec są zaznaczone ujemnymi impulsami elektrycznymi,
- liczby impulsów elektrycznych.

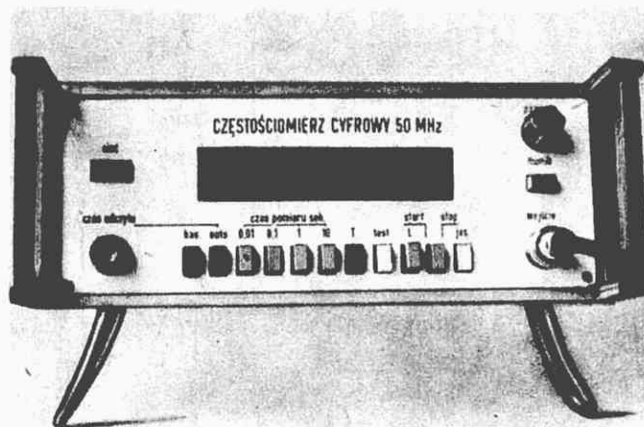
Przyrząd może służyć również jako źródło częstotliwości wzorcowych 10 MHz...1 Hz.

Po dołączeniu zewnętrznego wysokostabilnego generatora wzorcowego o częstotliwości 5 MHz częstościomierz staje się przyrządem laboratoryjnym o dużej dokładności pomiaru.

Częstościomierz jest przystosowany do współpracy z automatycznym urządzeniem drukującym wyniki pomiarów.

Przyrząd od ponad roku pracuje w warunkach laboratoryjnych, przeważnie z wzorcem zewnętrznym typu GWM 5-1, przy mniej dokładnych pomiarach – z wzorcem wewnętrznym i nie sprawia żadnych trudności w eksploatacji. Jego konstrukcja może być powtórzona przez zaawansowanych radioamatorów, z ewentualnym pominięciem podzespołów zbędnych do konkretnego zastosowania.

Widok zewnętrzny częstościomierza przedstawiono na rysunku 1, a uproszczony schemat blokowy (przy pomiarze częstotliwości) na rysunku 2.



Rys. 1. Widok zewnętrzny częstościomierza cyfrowego

DANE TECHNICZNE

Pomiar częstotliwości

Zakres pomiaru f_x:0...50 MHz

Czas pomiaru t_p : 0,01; 0,1; 1; 10 s

Wynik pomiaru: w kHz

Dokładność pomiaru:

$$\Delta f_x = \pm \frac{1}{t_p} \pm \frac{\Delta f_w}{f_w} f_x$$

(± na ostatnim miejscu, ±dokładność wzorca)

Napięcie wejściowe U_{we} (wartości międzyszczytowe)

dla częstotliwości	$f_x \leq 20$ MHz	$f_x \leq 50$ MHz
– bez tłumika	10 mV_{pp}...2,5 V_{pp}	25 mV_{pp}...2,5 V_{pp}
– z tłumikiem	0,5...125 V_{pp}	1,3...125 V_{pp}

Rezystancja wejściowa: > 1 MΩ

Pojemność wejściowa: ≤ 10 pF

Zliczanie impulsów elektrycznych

Pojemność licznika: (10^8 – 1) impulsów

Parametry wejściowe: (patrz pomiar częstotliwości)

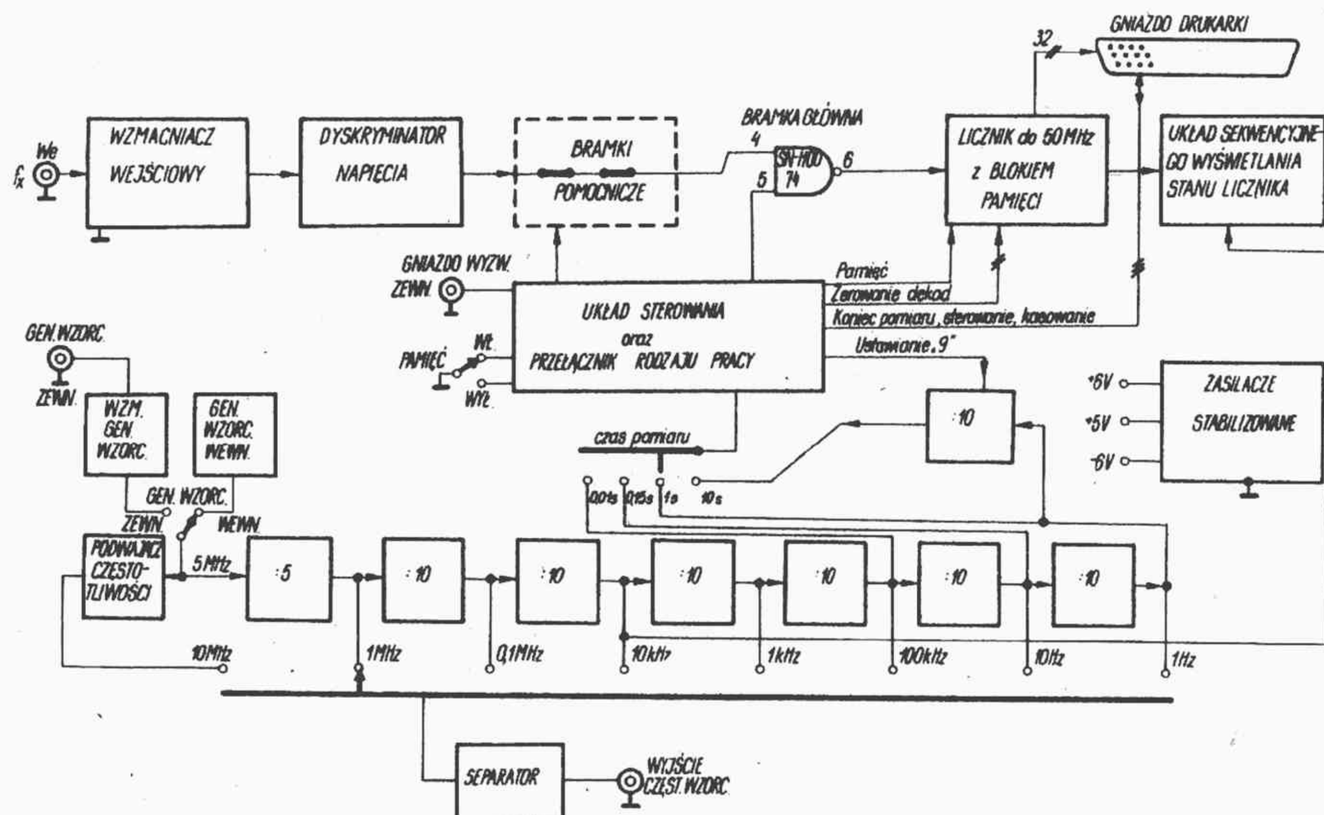
Sterowanie bramki: ręczne, przyciskiem „START-STOP" lub zewnętrzne, zboczem opadającym impulsu o amplitudzie U_s >0,6 V, prędkości opadania V_s >10 V/μs i szerokości t_s >0,2 μs

Pomiar okresu

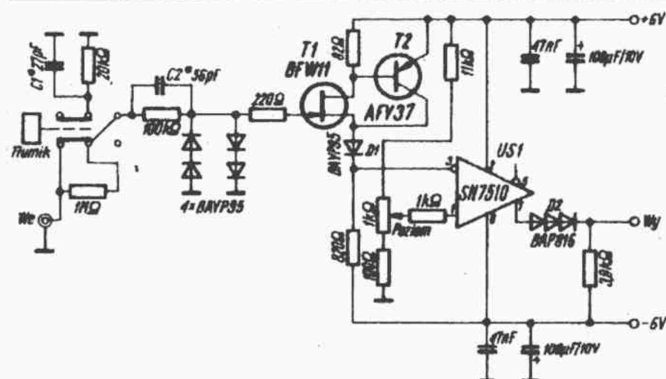
Zakres pomiaru: 0,1 μs...10^8 s

Dokładność pomiaru: ±1 na ostatnim miejscu, ±dokładność wzorca, ± błąd przerzutnika

Parametry wejściowe: (patrz pomiar częstotliwości)



Rys. 2. Schemat blokowy częstomierza przy pomiarze częstotliwości

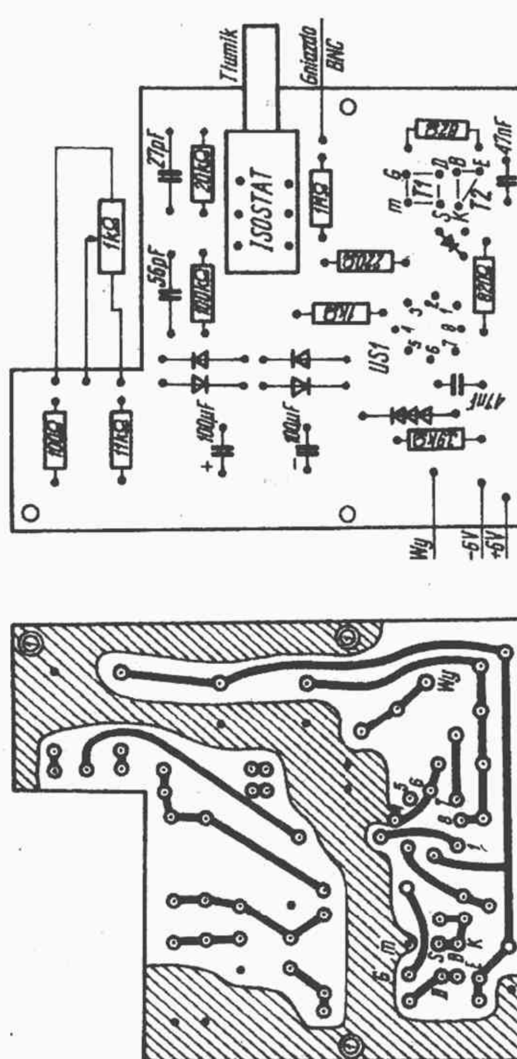


Rys. 3. Schemat wzmacniacza wejściowego

Jednostka pomiarowa: 0,1 μs, 1 μs...10 s
Wynik pomiaru: na wskaźnikach jest wyświetlana liczba jednostek pomiarowych
Liczba mierzonych okresów: k = 1

Parametry ogólne

Wewnętrzny wzorzec częstotliwości
– częstotliwość f_w:5 MHz
– stałość częstotliwości po godzinie od chwili włączenia: $5\cdot10^{-6}$/dobę
– zmiana częstotliwości dla zmian temperatury 10°...45°C: $5\cdot10^{-5}$ Hz/Hz
Zewnętrzny wzorzec częstotliwości
– częstotliwość f_w: 5 MHz
– napięcie wejściowe (sinusoidalne): 100 mV...10 V
– rezystancja wejściowa
dla $U_{we} \leq 400$ mV : 10 kΩ
dla $U_{we} > 400$ mV : 750 Ω
Odczyt: ośmiowskaźnikowy, wskaźniki siedmiosegmentowe, skokowa regulacja jasności świecenia; wysokość cyfr 7 mm
Czas odczytu: 0,2...4 s (regulowany płynnie – przy automatycznym kasowaniu wyników; nieograniczony przy ręcznym kasowaniu wyników



Rys. 4. Płytka drukowana wzmacniacza wejściowego (skala 1:1)
1 – nalutowane dystansujące tulejki mosiężne o długości 4,5 mm, Ø zewn. 4 mm, Ø wewn. 2,5 mm

Wyjścia informacyjne: kod BCD, logika dodatnia, poziomy TTL

Wyjście do sterowania układów zewnętrznych: zakończenie pomiaru i zapis do pamięci są sygnalizowane krótkim impulsem dodatnim o poziomach TTL

Wejście kasowania: sygnałem kasującym wynik pomiaru jest zmiana poziomu logicznego TTL z „0" na „1"

Zasilanie przyrządu: sieć prądu zmiennego 220 V, 50 Hz, 30 VA

Wymiary przyrządu: 100 × 450 × 325 mm

Masa: około 3,8 kg

OPIS KONSTRUKCJI

Do wykonania częstościomierza wykorzystałem posiadany częstościomierz typu PFL23 firmy ZOPAN, z którego pozostały niezmienione:

– obudowa, oprócz płyty czołowej zewnętrznej i kilku dodatkowych otworów w płycie czołowej wewnętrznej oraz płycie tylnej;

– transformator sieciowy typu E-62060: 220 V; 2 × 9 V; 18 V; wyprowadzenia niewykorzystywanego uzwojenia zasilającego lampy jarzeniowe w PFL23 musiałem ekranować tak, aby

Cd. na str. 128

Rys. 5. Elementy obudowy ekranującej wzmacniacz wejściowy
a – płyta przednia ekranu, b – płyta tylna ekranu, c – płyta dolna ekranu, d, e – płyty boczne ekranu



Rys. 6. Schemat generatora wzorcowego 5 MHz z podwajaczem częstotliwości

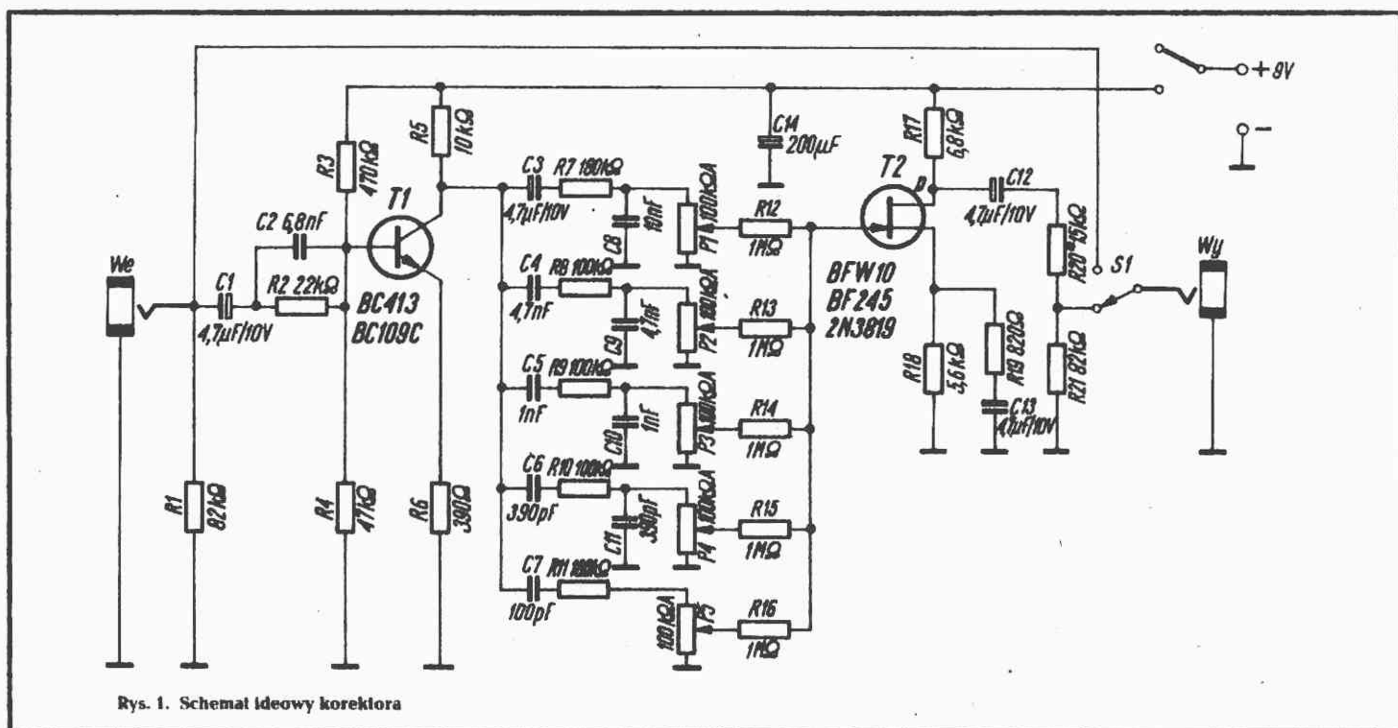
PROSTY KOREKTOR BARWY DŹWIĘKU

WOJCIECH PERLIŃSKI

Konwencjonalne układy do zmiany barwy dźwięku stosowane w aparaturze domowej zawierają regulatory niskich i wysokich tonów. Rzadko spotyka się regulator średnich tonów. Jest to regulacja wystarczająca, przy założeniu, że sygnał docierający do układu regulacji barwy dźwięku ma już poprawną charakterystykę częstotliwościową, a pozostałe elementy mają charakterystykę zbliżoną do poziomej. Jednakże niedoskonałości urządzeń wchodzących w skład toru elektroakustycznego oraz własności pomieszczeń odsłuchowych powodują zniekształcanie charakterystyki przenoszenia na drodze od źródła do ucha słuchacza. Właściwe skorygowanie charakterystyki częstotliwościowej można zrealizować za pomocą złożonych korektorów zwanych korektorami graficznymi (ang. „graphic equalizer"). Korektory te umożliwiają kształtowanie charakterystyki częstotliwościowej przez zmianę poziomu przenoszenia przy wielu (5...27) wybranych częstotliwościach. Korektory takie są poza tym bardzo przydatne do optymalizacji jakości brzmienia gitar elektrycznych i głosu wokalistów.

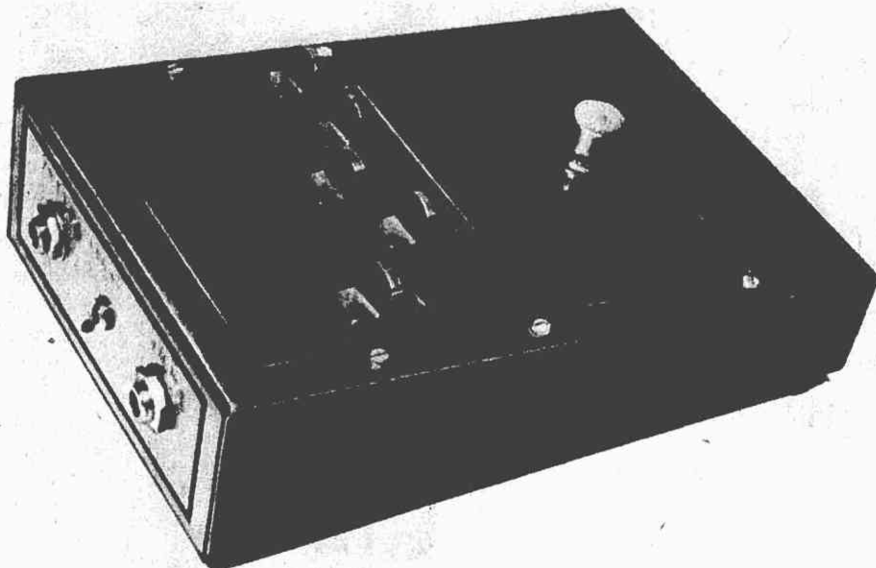
Na rysunku 1 przedstawiono schemat ideowy prostego korektora graficznego przeznaczonego do instalacji amatorskich. Umożliwia on zmianę przebiegu charakterystyki częstotliwościowej w pięciu podzakresach.

Sygnał wejściowy jest doprowadzany do stopnia wzmacniającego z tranzystorem



Rys. 1. Schemat ideowy korektora

Rys. 2. Widok korektora



T1. W stopniu tym uzyskuje się wzmocnienie równe 26 dB (20-krotne). Impedancja wejściowa układu wynosi około 33 kΩ. Umieszczony w obwodzie bazy tranzystora T1 korektor, złożony z elementów C2, R2, służy do uwypuklenia częstotliwości większych od 1 kHz. Jest to szczególnie istotne, gdy opisany korektor ma być wykorzystywany w torze wzmacniającym sygnały gitary elektrycznej.

W układzie zastosowano filtry selektywne w układzie Wiena. Częstotliwości charakterystyczne poszczególnych filtrów zostały obliczone wg wzoru:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Wynoszą one: 160 Hz – filtr dolnoprzepustowy; 340 Hz, 1,6 kHz i 4 kHz – filtry środkowoprzepustowe; 5,7 kHz – filtr górnoprzepustowy. Wybór częstotliwości

jest odpowiedni do współpracy korektora z gitarą, mikrofonem, do realizowania zapisu na magnetofonie, a także do odtwarzania zapisu z płyt i taśm. Potencjometrami P1...P5 reguluje się poziomy w określonych zakresach częstotliwości, a mianowicie:

- P1 – wpływa na basy,
- P2 – wpływa na tony średnie – niższe,
- P3 – wpływa na tony średnie,
- P4 – wpływa na tony wysokie,
- P5 – reguluje wartość składowych dźwięku o największych częstotliwościach.

Elementy filtrów powinny być dobrane z tolerancją 5%.

Zmieszane sygnały są wzmacniane o 16 dB (6-krotnie) przez stopień z tranzystorem T2, który jest tranzystorem polowym. Urządzenie jest zasilane z baterii 9 V; pobór prądu wynosi około 1 mA.

Przełącznik nożny S1 umożliwia omijanie układu korektora, gdy korzystanie z niego nie jest potrzebne.

Na rysunku 2 przedstawiono widok gotowego urządzenia skonstruowanego przez autora.

Potencjometry typu suwakowego są umieszczone w jednym rzędzie na płytce drukowanej i przykręcone do dwóch wsporników, a wsporniki przymocowane w dwóch miejscach do płyty przedniej obudowy.

Zastosowano gniazda do wtyków palcowych ⌀ 6,3 mm, bardzo wygodnych w użyciu.

Korektor jest używany od przeszło roku, współpracując z gitarą elektryczną. Dobre rezultaty daje włączenie go za urządzeniem typu „Fuzz".

UKŁAD PRZESUWNIKA FAZOWEGO-90°

Produkowany w Związku Radzieckim wzmacniacz „Rostow-Don-101-Stereo" o mocy wyjściowej 4 × 10 W jest wyposażony w układy przesuwników fazowych, umożliwiające uzyskanie sygnałów przesuniętych o 90° emitowanych przez dwa dodatkowe głośniki.

Schemat układu do przesuwania fazy o 90° w pasmie 1...6 kHz jest przedstawiony na rysunku. Sygnał kanału lewego (bądź prawego) jest doprowadzany do wejścia z odpowiedniego przedwzmacniacza przystosowanego do współpracy z adapterem magnetycznym, adapterem piezoelektrycznym, magnetofonem i tunerem. Pierwszy stopień z tranzystorem T1 oraz układy elementów R6...R11 i C5...C14 wytwarzają dwa sygnały przesunięte względem siebie o 90°, doprowadzane do wejść wtórników emiterowych (T2, T4 oraz T3, T5) i stopni wyjściowych (T6 i T7), które sterują wzmacniacze mocy.

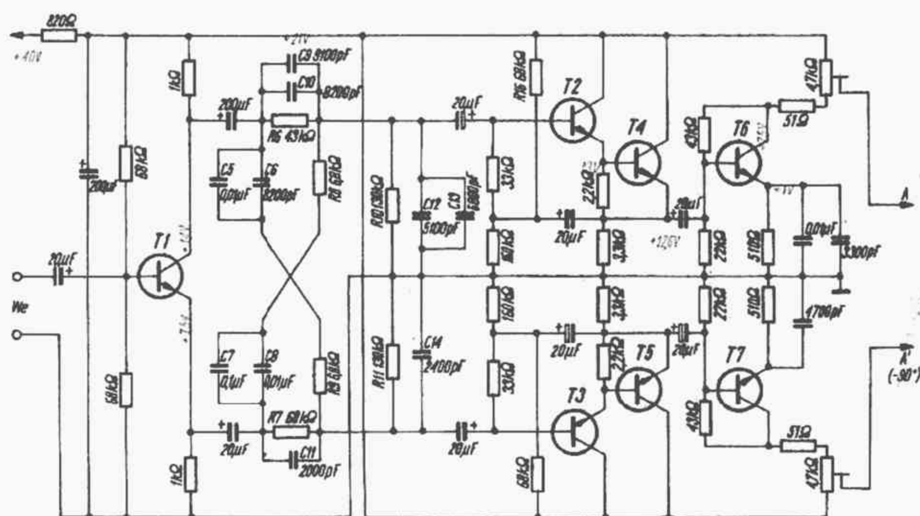
W układzie zastosowano tranzystory krzemowe typu KT301E. Zamiast nich można zastosować tranzystory BC107, BC147, BC237, BC527, BCP627.

Wzmacniacz z kompletem czterech zespołów głośnikowych typu 6ASL-1 stanowi więc urządzenie pseudokwadrofoniczne lub inaczej – urządzenie do stereofonicznego odtwarzania czterogłośnikowego.

Wytwórnia produkująca ten wzmacniacz zaleca ustawianie zespołów głośnikowych przy jednej ścianie (w odległości 15 cm), przy czym dwa zespoły głośnikowe o sygnałach opóźnionych zajmują położenie skrajne. Wydaje się, że zależnie od rodzaju audycji, typu zespołów głośnikowych i konfiguracji rozmieszczenia sprzętu w pomieszczeniu odsłuchowym, możliwe jest inne ustawienie dodatkowych zespołów głośnikowych względem słuchacza (przy ścianach bocznych lub nawet z tyłu).

R.T.

(Opracowano na podstawie „Radia" (radz.) nr 3/1978 r.)





TRANZYSTOROWE URZĄDZENIE ZAPŁONOWE DO SILNIKA SAMOCHODOWEGO

inż. ZYGMUNT WITORT

Opis dotyczy modelu wykonanego na zlecenie redakcji i praktycznie wypróbowanego przez konstruktora.

W prospektach reklamowych i licznych artykułach o elektronicznych układach zapłonowych do silników samochodowych można spotkać wzmianki o rewelacyjnym wpływie tych układów na jakość pracy silnika (oszczędność w zużyciu paliwa, polepszenie parametrów trakcyjnych itd.). Optymistyczne opinie o celowości stosowania elektronicznych urządzeń zapłonowych są przeważnie wynikiem wycinkowej analizy działania układów, bez próby dokładniejszego rozważenia procesów zachodzących w komorze spalania w momencie zapłonu mieszanki.

Przebieg spalania mieszanki paliwowo-powietrznej, wypełniającej komorę spalania cylindra, w istotny sposób zależy od parametrów wyładowania iskrowego następującego między elektrodami świecy zapłonowej.

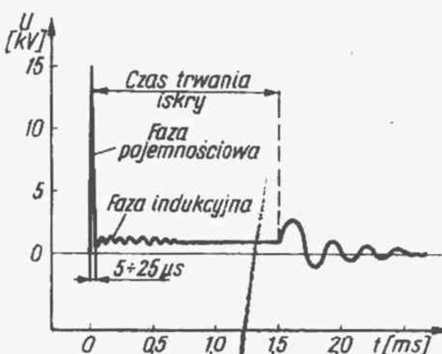
Rozróżniamy dwie podstawowe odmiany elektronicznych układów zapłonowych:
– z gromadzeniem energii w polu magnetycznym lub jak to określa się popularnie – w indukcyjności (cewce zapłonowej),
– z gromadzeniem energii w polu elektrycznym odpowiedniej pojemności elektrycznej (kondensatorze).

Do pierwszej grupy są zaliczane układy potocznie nazywane tranzystorowymi, w których zasada wytwarzania wyładowania iskrowego jest taka sama, jak w układach konwencjonalnych z przerywaczem mechanicznym, nie zawierających żadnych elementów elektronicznych.

Układy należące do grupy drugiej określa się jako układy zapłonowe tyrystorowe lub układy z kondensatorem.

Na rysunku 1 przedstawiono wykres ilustrujący typowy przebieg napięcia na elektrodach świecy podczas wyładowania iskrowego. Wyładowanie to powstaje w momencie, gdy napięcie doprowadzone do elektrod świecy zapłonowej spowoduje jonizację gazu w stopniu umożliwiającym przepływ prądu elektrycznego w przestrzeni międzyelektrodowej.

Wyładowanie iskrowe ma dwie fazy:
– tzw. fazę pojemnościową – bardzo krótkiego impulsu prądowego o wielkim natężeniu,
– tzw. fazę indukcyjną – względnie długiego wyładowania łukowego o znacznie mniejszym natężeniu prądu.



Rys. 1. Typowy przebieg napięcia na elektrodach świecy

Widoczne na rys. 1 gasnące oscylacje napięcia, leżące poza fazą indukcyjną wyładowania iskrowego, nie mają wpływu na proces zapłonu mieszanki. Są one spowodowane zanikającym prądem pierwotnym cewki indukcyjnej połączonej szeregowo z kondensatorem bocznikującym zestyki przerywacza. Kondensator ten zostaje naładowany w momencie rozwarcia zestyków przerywacza i następnie rozładowuje się i ponownie ładuje wywołując drgania.

Energia wyładowania iskrowego jest mniejsza od energii nagromadzonej w polu magnetycznym cewki indukcyjnej wobec strat występujących w cewce stanowiącej transformator i strat powstających w związku z wspomnianymi wyżej oscylacjami napięcia, nie mającymi wpływu na energię wyładowania iskrowego.

Energia zawarta w fazie pojemnościowej wyładowania iskrowego zależy od dwóch czynników: od pojemności elektrycznej obwodu wysokiego napięcia oraz od rezystancji bocznikujących elektrody świecy zapłonowej (rezystancja osadów na świecy, rezystancja izolacji przewodów i kopułki rozdzielacza itd.).

Energia tracona w tych bocznikujących elektrody świecy rezystancjach jest odwrotnie proporcjonalna do prędkości narastania wysokiego napięcia. Zmniejszając czas narastania wysokiego napięcia zmniejsza się straty energii wyładowania iskrowego, a tym samym umożliwia zapłon mieszanki przy zawilgoconej instalacji lub zabrudzonych świecach zapłonowych.

W warunkach bliskich idealnym, gdy komora spalania jest wypełniona doskonałą mieszanką, do zapoczątkowania spalania wystarcza iskra o energii zaledwie 0,1 ... 1 mWs, trwająca około 1 µs, a więc zupełnie wystarczyłaby sama faza pojemnościowa wyładowania. W realnych warunkach, gdy mieszanka nie jest jednorodna, często zmieszana ze spalinami, do zapoczątkowania zapłonu potrzebna jest energia do 30 mWs. W warunkach rzeczywistych pracy silnika obserwuje się korzystny wpływ fazy indukcyjnej wyładowania na zapalanie mieszanki, szczególnie mieszanki ubogiej, przy rozruchu silnika w warunkach zimowych przy niskich temperaturach itd.

Żaden z rozpowszechnionych prostych elektronicznych układów zapłonowych nie spełnia w pełni wszystkich wymagań stawianych idealnemu urządzeniu zapłonowemu.

W układach tyrystorowych (kondensatorowych) czas trwania wyładowania jest o rząd wielkości krótszy niż w układach z indukcyjnością. To skrócenie czasu trwania wyładowania odbija się niekorzystnie na pracy silnika w warunkach trudnych i może powodować „wypadanie" skutecznych zapłonów. Opracowano szereg układów tyrystorowych o wydłużonym czasie trwania iskry, są to jednak układy dość rozbudowane, a więc drogie i trudne do uruchamiania w warunkach amatorskich.

Wydaje się, że bardziej celowe jest konstruowanie przez zmotoryzowanych radiotechników, elektroników i radioamatorów układów tranzystorowych jako tańszych, prostszych w realizacji i lepiej spełniających wymagania co do pewnego rozruchu silnika w każdych warunkach.

Do wad układu tranzystorowego można zaliczyć mniejszą niż w układach tyrystorowych odporność na bocznikowanie elektrod świecy zapłonowej oraz nieco większy pobór mocy z instalacji pokładowej samochodu w porównaniu z konwencjonalnym układem zapłonowym.

Opisany w niniejszym artykule układ tranzystorowy ma następujące zalety w porównaniu z konwencjonalnym układem zapłonowym:

1. Zestyki przerywacza nie zużywają się (płynący przez nie prąd o natężeniu około 0,4 A zapobiega jedynie utlenianiu się zestyków).

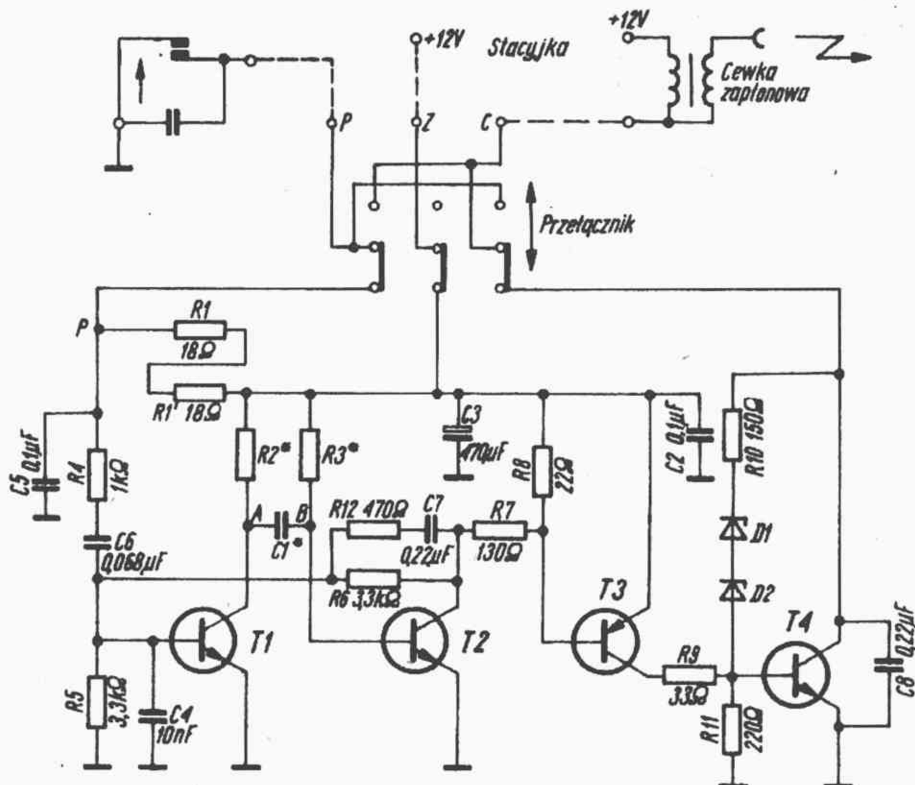
2. Dokładność ustalenia wartości przerwy między zestykami przerywacza jest mniej krytyczna.
3. Eliminuje się szkodliwy wpływ tzw. „odbijania się" zestyków przerywacza przy większych obrotach silnika.
4. Prędkość zanikania prądu w uzwojeniu pierwotnym cewki (a więc również i prędkość narastania wysokiego napięcia) jest większa i jednakowa w całym zakresie obrotów wału korbowego silnika (w przypadku układu konwencjonalnego prędkość zanikania prądu maleje przy małej liczbie obrotów wału korbowego na minutę, wobec powstawania łuku elektrycznego między zestykami, związanego ze zbyt powolnym ich oddalaniem się).
5. Energia iskry praktycznie nie zmienia się przy zwiększaniu się obrotów wału korbowego silnika.

W praktyce eksploatacyjnej zastosowanie tranzystorowego urządzenia zapłonowego zmniejsza kłopoty związane z oczyszczeniem i regulowaniem zestyków przerywacza, wydłuża okres użytkowania świec oraz ułatwia rozruch silnika przy niskich temperaturach. Autor artykułu użytkuje podobne urządzenie zapłonowe od trzech lat w samochodzie typu Fiat 126p.

Trzeba podkreślić, że zastosowanie opisanego urządzenia zapłonowego nie zmienia własności trakcyjnych samochodu i nie zmniejsza zauważalnie zużycia paliwa.

Urządzenie może być zainstalowane w każdym samochodzie z benzynowym silnikiem czterosuwowym i ujemnym biegunie akumulatora połączonym z masą.

Maksymalna częstotliwość poprawnej pracy urządzenia zależy tylko od doboru wartości elementów C1, R2 i R3 i wynosi 400 Hz, co w przypadku silnika ośmiocylindrowego odpowiada 6000 obr/min.



Rys. 2. Schemat urządzenia zapłonowego

Dane elementów, których wartości zależą od liczby cylindrów silnika

Rodzaj silnika	C1	R2 (0,025 W)	R3 (0,5 W)
2-cylindrowy (Fiat 126p)	6,8 µF	4,7 kΩ	3,3 kΩ
lub	10,0,0 µF	3,3 kΩ	2,2 kΩ
lub	4,7 µF	6,8 kΩ	4,7 kΩ
4-cylindrowy (Fiat 125p, Łada, Skoda)	3,3 µF	6,8 kΩ	2,2 kΩ
lub	4,7 µF	4,7 kΩ	1,5 kΩ
6-cylindrowy i 8-cylindrowy	2,7 µF	2,7 kΩ	1,0 kΩ
lub	2,2 µF	3,3 kΩ	1,2 kΩ

Uwaga
Założone stałe czasowe układów wynoszą odpowiednio:
C1.R2 – 33 ms, 22 ms, 7 ms
C1.R3 – 22 ms, 7 ms, 2,7 ms.
Urządzenie zapłonowe, w którym zastosowano wartości elementów zalecone np. dla silnika 4-cylindrowego, może współpracować dobrze z silnikiem 2-cylindrowym, lecz okresy czasu „zatkania" tranzystora T4 i nieprzepływania prądu przez cewkę będą niepotrzebnie zbyt krótkie co zwiększa średni pobór prądu o 10...20%.

Na rysunku 2 przedstawiono schemat ideowy urządzenia.

Tranzystory T1 i T2 tworzą nieco zmodyfikowany przerzutnik monostabilny, czyli generator impulsów, wytwarzający impuls jedynie w momencie zewnętrznego wyzwolenia. Ma on dwa stany: stabilny i niestabilny. W stanie stabilnym tranzystor T1 nie przewodzi. Na jego kolektorze występuje pełne napięcie zasilania. Natomiast tranzystor T2 przewodzi, a jego kolektor ma niewielkie napięcie charakterystyczne dla stanu nasycenia.

Warto zaznaczyć, że zarówno te dwa, jak i pozostałe tranzystory urządzenia pracują jako przełączające, tzn. albo są w stanie pełnego przewodzenia, albo w stanie nieprzewodzenia (zatkania).

Prąd przepływający przez złącze kolektor-emiter tranzystora T2, rezystor R7 i złącze baza–emiter tranzystora T3 (p-n-p), utrzymuje ten ostatni w stanie przewodzenia. Tranzystor T4 również przewodzi, bowiem do jego bazy wpływa prąd kolektorowy tranzystora T3.

W momencie, gdy rozewrą się zestyki przerywacza (Pm) następuje gwałtowny wzrost napięcia w punkcie P. Impuls ten zostaje zróżniczkowany kondensatorem C6 i doprowadzony do bazy tranzystora T1, wprowadzając go w stan przewodzenia.

Dodatnio naładowana elektroda (A) kondensatora C1 jest połączona z masą układu przez przewodzący tranzystor T1, co powoduje, że druga jego elektroda (B) ma przez pewien krótki czas napięcie ujemne względem masy. Napięcie to powoduje zatkanie tranzystora T2, pojawienie się na jego kolektorze napięcia o wartości równej napięciu zasilania, a w konsekwencji zatkanie tranzystorów T3 i T4. Zanik prądu w uzwojeniu pierwotnym cewki zapłonowej powoduje pojawienie się wysokiego napięcia w jej uzwojeniu wtórnym, doprowadzonego przez rozdzielacz do świecy zapłonowej.

Kondensator C1 rozładowuje się przez rezystor R3. Prąd płynący przez rezystor R6 podtrzymuje przewodzenie tranzystora T1. W chwili, gdy napięcie na bazie tranzystora T2 osiągnie wartość +0,6 V, nastąpi przełączenie tego tranzystora w stan przewodzenia. Jednocześnie nastąpi otwarcie tranzystorów T3 i T4. Natomiast ustaje przepływ prądu do bazy tranzystora T1 przez rezystor R6, co powoduje jego zatkanie.

Okres czasu, w którym tranzystor T4 nie przewodzi, nie zależy od czasu rozwarcia

Cd. na str. 126

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
NR 5 (228) MAJ 1979 ROK

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

WIADOMOŚCI ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

● Z ostatniego numeru Biuletynu Międzynarodowej Unii Radioamatorskiej (IARU) – „REGION 1 NEWS" dowiedzieliśmy się o zaszczytnym wyróżnieniu Wojciecha Nietykszy SP5FM, wieloletniego działacza PZK na terenie IARU, obecnie wiceprzewodniczącego Komitetu Wykonawczego I Regionu. Organizacja radioamatorów w Wielkiej Brytanii (Radio Society of Great Britain) nadała SP5FM dyplom „CALCUTTA KEY" w uznaniu zasług na rzecz międzynarodowej przyjaźni radioamatorów. Dyplom ten otrzymali dotychczas Noel Eaton VE3CJ – prezydent IARU, Per-Anders Kinnman SM5ZD – były przewodniczący Komitetu Wykonawczego I Regionu IARU i René Vanmuysen ON4VY – senior, zasłużony działacz międzynarodowy w ruchu radioamatorskim z Belgii. Koledze SP5FM serdecznie gratulujemy!

WIADOMOŚCI POLSKIEGO KLUBU DX

● Pojawianie się na pasmach amatorskich stacji o niespotykanych znakach, czy to z powodu uzyskiwania przez kolejne kraje niepodległości, czy też z okazji obchodów, rocznic, zawodów i ekspedycji dx-owych sprawia niemały kłopot korespondentom tych stacji, nie mogącym nieraz zidentyfikować kraju, z którego nadaje stacja o nieznanym prefiksie. Sprawa jest dość prosta. Znaki stacji amatorskich muszą się zawierać w oficjalnym wykazie znaków wywoławczych przyznawanych przez Międzynarodowy Związek Telekomunikacyjny (ITU) mający swą siedzibę w Genewie. Wykazy takie i ich uzupełnienia są publikowane okresowo na łamach wydawnictw i periodyków amatorskich, m. in. wykaz znaków ITU jest zamieszczony w książce „ABC krótkofalowca".
Poniżej podajemy uzupełnienie wykazu, obejmujące znaki wywoławcze przyznane w ciągu ubiegłego roku: H5A...H5Z – Republika Południowej Afryki, terytorium Bophuthatswana, J2A...J2Z – Republika Dżibuti, J4A...J4Z – Grecja, J5A...J5Z – Republika Gwinei-Bissau, T2A...T2Z – Tuvalu, Y2A...Y9Z – NRD.

● Popularne zawody kwietniowe „Helvetia 22 Contest" odbyły się w tym roku już pod nazwą „Helvetia 26 Contest". Jest to wynikiem utworzenia czterech nowych kantonów. Nastąpiła również zmiana warunków uzyskania dyplomów szwajcarskich. Dotychczasowy „Helvetia 22 Award" będzie wydawany tylko do dnia 31 grudnia 1980 r. na podstawie potwierdzeń łączności przeprowadzonych między 15 kwietnia 1948 r. a 31 grudnia 1979 r. Nowy dyplom „Helvetia 26 Award" będzie przyznawany za nawiązanie od dnia 1 stycznia 1979 r. łączności ze wszystkimi 26 kantonami i półkantonami Szwajcarii. Karty QSL wraz z pełnym wykazem łączności należy przesyłać pod adresem: Walter Blattner HB9ALF, P.O.Box 450, 6601 Locarno, Szwajcaria. Dyplom wydawany w trzech klasach: I CW, Fone lub Mixed, II RTTY i III SSTV jest bezpłatny, należy jednak opłacić w kuponach IRC zwrot kart QSL.
A oto nowy wykaz kantonów Szwajcarii wraz ze skrótami używanymi w zawodach i na kartach QSL: Zürich ZH, Bern BE, Luzern LU, Uri UR, Schwyz SZ, Oberwalden OW, Niederwalden NW, Glarus GL, Zug ZG, Freiburg FR, Soloturn SO, Basel-Stadt BS, Basel-Landschaft BL, Schaffhausen SH, Appenzell-Ausserhoden AR, Appenzell-Innerrhoden AL, St. Gallen SG, Graubünden GR, Aargau AG, Thurgau TG, Tessin TI, Waadt VD, Wallis VS, Neuenburg NE, Geneve GE, Jura JU.

● Uzyskiwanie wielu cenionych wysoko w świecie amatorskim dyplomów staje się dla naszych krótkofalowców coraz trudniejsze, a nieraz niemożliwe. Przyczyną są tu wysokie opłaty, których – z uwagi na obowiązujące w kraju przepisy dewizowe – nie jesteśmy w stanie przekazać wydawcom dyplomów. Za przykład niech posłużą opłaty wymagane przy ubieganiu się o dyplomy przyznawane przez Amerykański Związek Krótkofalowców (ARRL): DXCC (nowy dyplom) – 5,25 dol. USA, DXCC (uzupełnienie) – 3,50 dol. USA, WAS – 3,80 dol. USA, 5BDXCC – 6,75 dol. USA, 5BWAS – 6,00 dol. USA.

● W regulaminach niektórych tradycyjnych zawodów międzynarodowych wprowadzono w bieżącym roku istotne zmiany. Tak na przykład, zawody ARRL skrócono do jednego weekendu dla każdej części (fonicznej i telegraficznej). Popularne zawody CQ-WW-WPX-Contest mają w tym roku po raz pierwszy część telegraficzną. Odbędzie się ona 26 i 27 maja od godziny 00.00 do 24.00 UT.

● Polski Klub DX prowadzi obok współzawodnictw DX-Maraton i Intercontest KF, stałe współzawodnictwo DX-owe, w którym nadawcy SP są klasyfikowani według liczby potwierdzonych krajów, odrębnie w kategoriach łączności mieszanych, telegraficznych i fonicznych. Tabele współzawodnictwa DX są okresowo publikowane na łamach Biuletynu PZK. Są one dowodem, że polski sport krótkofalarski mimo niekorzystnej sytuacji sprzętowej wciąż znajduje się w czołówce światowej. A oto czołówka polskich DX-manów według stanu na dzień 31 grudnia 1978 r. (podajemy tylko po 5 stacji w każdej kategorii). Cyfry oznaczają liczbę krajów potwierdzonych kartami QSL i liczbę krajów, z którymi przeprowadzono łączności:

Łączności mieszane: SP7HT 316/326, SP3DOI 306/308, SP6RT 301/303, SP5BSV 300/300, SP5BT 295/302.

Łączności telegraficzne: SP7HT 301/307, SP6RT 301/303, SP2AJO 280/281, SP9AI 257/257, SP8AG 253/260.

Łączności foniczne: SP5BSV 300/300, SP5BT 283/290, SP9AI 282/286, SP4AS 204/220, SP9CTW 203/217.

Prowadzący współzawodnictwo Alfred Jabłoński SP9CTW

(skrytka pocztowa 27, 43-430 Skoczów) zaprasza wszystkich nadawców do nadsyłania swych wyników dx-owych, nawet jeśli stan krajów potwierdzonych jest wyrażony liczbą jedno- lub dwucyfrową.

● Honorowa Lista Polskiego Klubu DX obejmuje tych członków klubu, którzy osiągnęli lub przekroczyli liczbę 200 potwierdzonych krajów. Tradycyjnie lista obejmuje również znaki tych członków klubu, którzy odeszli z naszego grona. Są to niezapomnianej pamięci koledzy SP6FZ, SP9DT i SP8SZ. Listę prowadzi sekretarz do spraw krajowych Polskiego Klubu DX – Seweryn Wojtusiak SP6ALL. A oto znaki kolegów umieszczonych na Honorowej Liście SPDXC, według stanu na dzień 21 stycznia br.: SP1BHX, SP2AJO, SP2AOB, SP2AVE, SP2DVH, SP2HL, SP2JS, SP3ADZ, SP3AGE, SP3AIJ, SP3DOI, SP3GEM, SP3PL, SP4CLX, SP4JF, SP5AD, SP5AFL, SP5BAK, SP5BSV, SP5BT, SP5DZI, SP5EWY, SP5GX, SP5JB, SP5XM, SP5YC, SP6AAT, SP6AEG, SP6ALL, SP6BZ, SP6FZ, SP7ASZ, SP7BFC, SP7HT, SP7HX, SP8AG, SP8AJK, SP8ARY, SP8AWL, SP8AWP, SP8CK, SP8HR, SP8HR, SP8SZ, SP9ADU, SP9AI, SP9CTW, SP9DH, SP9DT, SP9FR, SP9Kj, SP9NH, SP9RF, SP9VU.

SP5HS

SZTAFETA KRÓTKOFALARSKA „DDR 30"

Z okazji 30 rocznicy powstania Niemieckiej Republiki Demokratycznej Radioklub der DDR organizuje sztafetę krótkofalarską pn. „DDR 30".

Ze wszystkich okręgów (Bezirk) będą pracowały okolicznościowe radiostacje wg następującego planu:

01.06 – 03.06	DM3ØDDR	10.08 – 12.08	DM3ØIKW
08.06 – 10.06	DM3ØA	17.08 – 19.08	DM3ØI
15.06 – 17.06	DM3ØB	24.08 – 26.08	DM3ØJ
22.06 – 24.06	DM3ØC	31.08 – 02.09	– DM3ØK
29.06 – 01.07	DM3ØD	07.09 – 19.09	DM3ØL
06.07 – 08.07	DM3ØE	14.09 – 16.09	DM3ØM
13.07 – 15.07	DM3ØF	21.09 – 23.09	DM3ØN
20.07 – 22.07	DM3ØG	28.09 – 30.09	DM3ØO
27.07 – 29.07	DM3ØH	05.10 – 07.10	DM3ØDDR
03.08 – 05.08	DM3ØGST		

Z tej okazji Radioklub der DDR wydaje okolicznościowy dyplom. A oto warunki dyplomu. Należy przeprowadzić łączności z 30 stacjami DM z 10 okręgów na KF lub z 10 stacjami DM z 3 okręgów na UKF.

Dyplom dostępny jest również dla nasłuchowców. Łączności do dyplomu „30 lat DDR" zaliczane będą wyłącznie w okresie od 1 czerwca do 31 października 1979 r.

Wnioski o dyplomy należy składać wyłącznie na drukach PZK via Awards Manager PZK, skr. poczt. 320, 00-950 Warszawa.

Tranzystorowe urządzenie zapłonowe... cd. ze str. 124

zestyków przerywacza, lecz jedynie od okresu czasu rozładowania się kondensatora C1 przez rezystor R3. Z kolei czas rozładowania się tego kondensatora zależy od stopnia jego naładowania. Jak wynika ze schematu, kondensator C1 ładuje się przez rezystor R2 w okresie, gdy przerzutnik znajduje się w stanie stabilnym. W miarę zwiększania się obrotów silnika czas między kolejnymi rozwarciami zestyków przerywacza maleje, skracając tym samym czas ładowania kondensatora C1, co powoduje, że okres czasu zatkania tranzystora T4 zmniejsza się. Stałe czasowe układu zostały tak dobrane, że stosunek czasów „zatkania" i „otwarcia" tranzystora T4 zapewnia dobre warunki zapłonu przy zastosowaniu wartości elementów podanych w tablicy.

W zakresie obrotów wału korbowego bliskich maksymalnym występuje zjawisko „odbijania się" zestyków przerywacza. Aby wyeliminować wpływ tego zjawiska i uniemożliwić szkodliwe wyzwolenie układu zapłonowego oraz spowodowanie iskry w niewłaściwym momencie, zastosowano dodatkowo gałąź z elementów C7, R12, uniemożliwiającą przez pewien krótki czas (rzędu 1 ms) ponowne zatkanie tranzystora T2, po jego przejściu w stan przewodzenia. Kondensator C7, który ładuje się, gdy tranzystor T2 nie przewodzi, blokuje przez R12 bazę tranzystora T1 ujemnym napięciem, bezpośrednio po przejściu T2 w stan przewodzenia. Czas tego blokowania wyznacza stała czasowa układu RC (R5, R6, R12, C7).

Diody Zenera D1 i D2 zabezpieczają tranzystor T4 przed zbyt wysokim potencjałem, który może się pojawić na jego kolektorze. Indukcyjność cewki powoduje, że na kolektorze tranzystora T4 w chwili zatkania tego tranzystora występuje napięcie 200...300 V. Diody D1 i D2 powinny więc mieć napięcie stabilizacji 100...150 V każda. Gdy napięcie na kolektorze przekroczy wartość 200...300 V, diody te zaczynają przewodzić, a prąd przez nie płynący powoduje otwarcie tranzystora T4, ograniczając w ten sposób wartość napięcia występującego na kolektorze. W przypadku zastosowania tranzystora T4 wytrzymującego napięcie 350...400 V zastosowanie diod Zenera nie jest konieczne.

Kondensator C8 spełnia podobną funkcję jako kondensator dołączony równolegle do zestyków przerywacza w konwencjonalnym układzie zapłonowym, kształtując impuls napięciowy w chwili zatkania tranzystora T4. Kondensator ten zapobiega również powstaniu nadmiernych przepięć na kolektorze T4. Przerwanie się doprowadzeń tego kondensatora grozi natychmiastowym uszkodzeniem tranzystora T4. Należy więc zadbać o bardzo staranne jego wmontowanie.

Jako tranzystor T4 może być użyty każdy, dobrej marki tranzystor o następujących parametrach: $U_{CES} > 250$ V, $I_C > 5$ A, $f_T > 5$ MHz. Powinien to być tranzystor przełączający.

W układzie zastosowano dwa oporniki o rezystancji 18 Ω i mocy 2 W zamiast rezystora 39 Ω o mocy 4 W (R1 i R1').

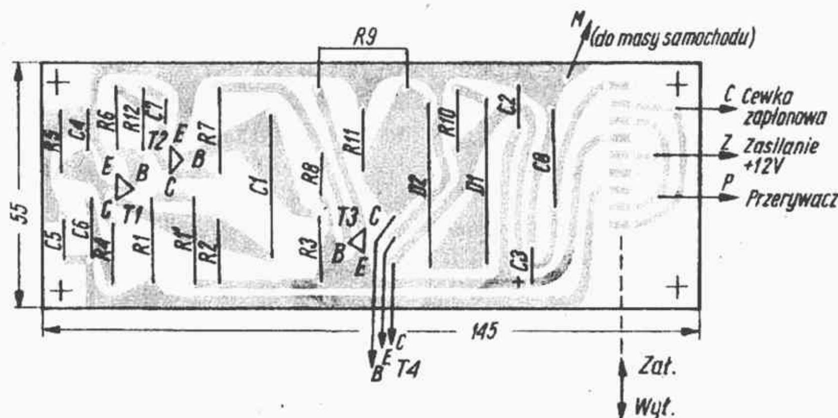
Układ elektroniczny zmontowano na laminowanej płytce montażowej (rys. 3). Znajdują się na niej wszystkie elementy poza tranzystorem T4, który umieszczono na metalowej obudowie urządzenia, co zapewnia wystarczające odprowadzenie ciepła. Na płytce znajduje się również przełącznik umożliwiający odłączenie układu elektronicznego i równoczesne przełączenie połączeń według powszechnie stosowanego układu konwencjonalnego, co jest bardzo dogodne w praktyce eksploatacyjnej. Na tranzystor T3 zaleca się założyć radiator wykonany z folii miedzianej (patrz rys. 4).

Przy montowaniu płytki należy zwrócić uwagę na mocne wlutowanie końcówek elementów, przy czym końcówki (wyprowadzenia) powinny być krótkie (elementy nie powinny drgać podczas jazdy na zbyt długich wyprowadzeniach). Po wlutowaniu wszystkich elementów zaleca się dodatkowe pokrycie dość grubo lutem wszystkich ścieżek przewodzących (bez nadmiernego przegrzewania elementów), a szczególnie ścieżek w obwodzie tranzystora T4 i innych silnie obciążonych prądowo.

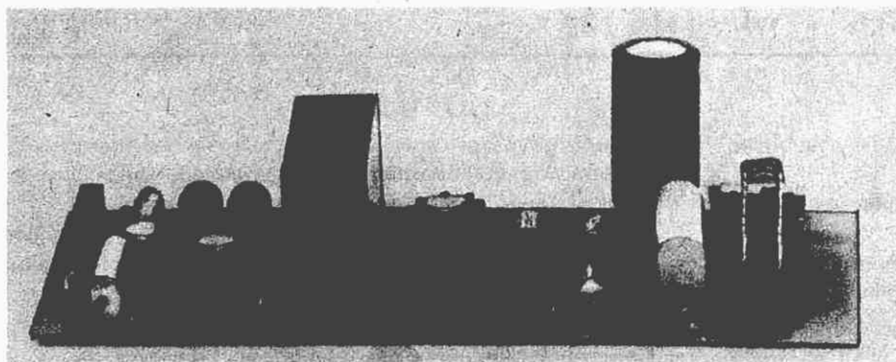
W urządzeniu modelowym zastosowano przełącznik typu Isostat o trzech kompletach segmentów przełączających. Dla zwiększenia niezawodności jego działania i zmniejszenia prądowego obciążenia zestyków, wszystkie przełączane obwody przechodzą przez dwa zestyki połączone równolegle (nie jest to uwidocznione na rys. 2). Warto nadmienić, że zaleca się dokonywanie przełączeń przy wyłączonej stacyjce samochodu, a więc w sytuacji, gdy przełącznik nie jest obciążony przepływającymi prądami.

Widok zmontowanej płytki przedstawiono na rysunku 4.





Rys. 3. Schemat płytki montażowej (od strony ścieżek przewodzących) i rozmieszczenie elementów

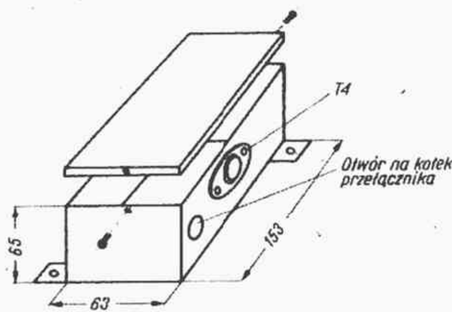


Rys. 4. Widok płytki montażowej z elementami

Obudowa w formie pudełka jest wykonana ze stalowej blachy (rys. 5). Można ją wykonać również z blachy mosiężnej lub aluminiowej.

Płytkę montażową umieszczono w obudowie i umocowano do podstawy czterema śrubami o średnicy 3–4 mm z nakrętkami i dobrymi podkładkami sprężynującymi, bądź dodatkowymi nakrętkami kontrującymi. Kołek przełącznika wystaje przez otwór w obudowie. Między płytkę montażową i obudowę należy założyć podkładki dystansowe z dowolnego materiału izolacyjnego o grubości około 5 mm.

Tranzystor T4 jest umocowany na ściance bocznej w pobliżu miejsca wyprowadzenia przewodów z płytki montażowej. Między tranzystorem i obudową powinny znajdować się dobre podkładki z cienkiej miki zapewniające izolowanie obudowy tranzystora od obudowy urządzenia i masy samochodu. Grubość podkładki nie jest krytyczna (0,1 ... 0,2 mm). Po umocowaniu tranzystora (przed jego dołączeniem do układu) należy starannie sprawdzić stan izolacji omomierzem lub lepiej



Rys. 5. Szkic obudowy urządzenia zapłonowego

woltomierzem i źródłem wyższego napięcia (np. sieć 220 V).

Dla ochrony tranzystora przed zabrudzeniem można zastosować metalową przykrywkę przymocowaną dwoma wkrętami Ø 3 mm. Nie jest to jednak niezbędne, jeśli urządzenie jest tak zainstalowane, że zabrudzenie jest nieznaczne oraz nie grozi przypadkowe zwarcie obudowy tranzystora do masy przy wykonywaniu prac związanych z konserwacją silnika.

Z obudowy są wyprowadzone, przez przepust izolacyjny, cztery przewody izolowane (typu używanego w samochodach, w izolacji oplotowej i pokryte warstwą polichlorku winylu bądź inne w dobrej izolacji o przekroju 1 ... 1,5 mm^2). Przewody te powinny być dość długie, a ucina się je i przylutowuje końcówki po ustaleniu miejsca zamocowania urządzenia zapłonowego i ułożeniu przewodów tak, jak będą one poprowadzone (ewentualnie również zamocowane) wśród innych przewodów i urządzeń samochodu. Zaleca się przymocować urządzenie zapłonowe w miejscu możliwie chłodnym, ale niezbyt odległym od cewki zapłonowej samochodu. Urządzenie powinno być umocowane wysoko, aby nie ulegało zmoczeniu rozbryzgami wody lub w inny sposób. W samochodzie typu Fiat 126p urządzenie modelowe zostało przymocowane do plastykowej osłony wlotu powietrza nad cewką zapłonową (w prawym górnym narożu komory silnikowej). W osłonie tej wierci się dwa otwory i po zdjęciu kratki (prawej) łatwo umocowuje się urządzenie śrubami z nakrętkami. Mimo tego, że w komorze silnikowej samochodu panuje latem temperatura około 70°C, urządzenie modelowe pracuje bezawaryjnie pod warunkiem zastosowania dobrych jakościowo elementów.

Urządzenie nie wymaga regulacji; jeśli będzie wykonane ze sprawdzonych elementów i poprawnie zmontowane, to „rusza" od razu.

Zainstalowanie urządzenia wymaga dokonania następujących czynności:

- do aparatu zapłonowego (zacisk przerywacza) przyłącza się przewód urządzenia oznaczony „P" (przerywacz);
- do cewki zapłonowej, zamiast przewodu, który biegł do przerywacza, przyłącza się przewód „C" (cewka);
- do drugiego zacisku cewki zapłonowej (do którego jest doprowadzony przewód od stacyjki samochodu) przyłącza się dodatkowo przewód „Z" urządzenia zapłonowego (zasilanie +12 V);
- przewód „masa" łączy się w dogodnym miejscu z kadłubem silnika lub karoserią samochodu, wykorzystując jedną ze śrub.

W razie niedziałania urządzenia jego sprawdzenie można przeprowadzić w sposób następujący. Ustawić na stole akumulator samochodowy i przyłączyć do jego zacisków przewody urządzenia („Z" do „+" oraz „masa" do „–"). Między przewód „C" (cewka) i zacisk dodatni (+) akumulatora włączyć opornik 15 ... 40 Ω oraz amperomierz o zakresie 1 A (szeregowo). Dołączyć (dotknąć) przewód „P" (przerywacz) do zacisku ujemnego (–) akumulatora. Amperomierz powinien wykazać przepływ prądu o natężeniu zależnym od zastosowanego rezystora. Odłączyć przewód „P" (przerywacz) od zacisku akumulatora, obserwując wskazów-

kę amperomierza – powinna ona wyraźnie drgnąć w kierunku mniejszego natężenia prądu.

Radioamatorzy wyposażeni w aparaturę umożliwiającą obserwowanie przebiegów na oscyloskopie mogą w razie potrzeby przeprowadzić dokładniejsze badanie urządzenia, dołączając cewkę zapłonową i odpowiedni układ symulujący działanie przerywacza. Układ zastępczy wysokiego napięcia powinien składać się z przerwy powietrznej 0,6 mm imitującej rozdzielacz, dwóch elektrod o odstępie 6...7 mm zastępujących świecę zapłonową oraz równolegle do tych elektrod dołączonego rezystora 2 MΩ i kondensatora 30...50 pF. Oba te elementy powinny wytrzymywać napięcie do 20 kV.

Ustawienie wyprzedzenia zapłonu i inne czynności wymagające włączenia instalacji bez uruchomienia silnika wykonuje się przy odłączonym za pomocą przełącznika urządzeniu tranzystorowym.

WYKAZ ELEMENTÓW

T r a n z y s t o r y

T1 i T2 – BC211 (współczynnik wzmocnienia prądowego większy niż 100)

T3 – BC313

T4 – BUX13, BUX22, BUX37, HT2-581 HEP-S-5020, HEP707, MJ423 lub inny zbliżony (są to tranzystory produkcji zagranicznej)

D i o d y

D1 i D2 – Zenera 100...150 V/0,5 ... 1 W (np. radzieckie 2C920A ... 2C950A); przy zastosowaniu dobrego tranzystora T4 wytrzymującego 350–400 V zastosowanie tych diod nie jest konieczne

K o n d e n s a t o r y

C1 – wg tablicy, typu MKSE (nie stosować kondensatorów elektrolitycznych)

C2 – 0,1 μF

C3 – 470 μF/25 V

C4 – 10 nF (może być 15 lub 22 nF)

C5 – od 0,22 μF do 0,1 μF

C6 – 0,068 μF

C7 – 0,22 μF

C8 – 0,22 μF/600 V (może być 0,25 μF samochodowy do przerywacza)

R e z y s t o r y

R1 – 39 Ω/4 W lub 2 rezystory 18 Ω/2 W

R2, R3 – wg tablicy

R4 – 1 kΩ/0,25 W

R5, R6 – 3,3 kΩ/0,25 W

R7 – 130 Ω/2 W

R8 – 22 Ω/0,5 W

R9 – 33 Ω/6 W

R10 – 150 Ω/0,5 W

R11 – 220 Ω/0,5 W

R12 – 470 Ω/0,25 W

L I T E R A T U R A

1. M. Konopiński – Elektronika w technice motoryzacyjnej. WKŁ 1977 r.
2. Z. Cisło, L. Osterloff – Elektrotechnika samochodowa. WKŁ 1964 r.
3. „Radio-Electronics" May 1976.
4. „Radioamator i Krótkofalowiec" nry 5/1974, 10/1977 r.
5. „Funktechnik" Juni 1978.

Częstościomierz cyfrowy 50 MHz cd. ze str. 120

napięcie o częstotliwości sieci nie przedostawało się na blisko położone gniazdo sterowania bramki;

– kondensatory przeciwzakłóceniowe oraz wyłącznik sieciowy typu Isostat (D-4542-224);

– rezonator kwarcowy 5 MHz typu RS-3A20, elementy regulacji częstotliwości wzorcowej (pojemność i indukcyjność) oraz cewki filtrów 5 i 10 MHz;

– łańcuch dekadowych dzielników częstotliwości wraz z przełącznikami typu Isostat. Z oryginalnej płytki drukowanej, na której zmontowane są liczniki dekadowe i przełączniki, zostały wylutowane wszystkie inne elementy. Nowa płytka drukowana z układem kwarcowego generatora wzorcowego oraz podwajaczem częstotliwości została przykręcona od góry do starej płytki w miejsce wylutowanych elementów.

Wzmacniacz wejściowy

Schemat ideowy wzmacniacza wejściowego przedstawiono na rysunku 3, a płytkę z połączeniami oraz rozmieszczeniem elementów na rys. 4.

Sygnał wejściowy, bezpośrednio lub po przejściu przez dzielnik 1 : 50 (wciśnięcie klawisza „tłumik"), jest doprowadzany do układu wtórnikowego zrealizowanego z tranzystorem polowym T1 (BFW11) i wysokoczęstotliwościowym tranzystorem bipolarnym T2 (AFY37). Układ wtórnika zastosowany na wejściu zapewnia dużą rezystancję oraz małą pojemność wejściową przyrządu. Sygnał z wyjścia wtórnika jest wprowadzany na wejście odwracające szerokopasmowego wzmacniacza scalonego US1 (SN7510L) o wzmocnieniu napięciowym około 60 V/V. Na jego wejście nieodwracające jest doprowadzane napięcie stałe, którego poziom można regulować potencjometrem pięcioobrotowym 1 kΩ. Dzięki tej regulacji uzyskuje się zmiany średniego poziomu napięcia na wyjściu wzmacniacza w zakresie 0,5...4,5 V, co zapewnia (po obniżeniu poziomu napięcia przez diodę D2) zmianę punktu pracy dla układu dyskryminatora napięcia (patrz układ sterowania).

Wzmacniacz wejściowy jest wykonany jako osobny, całkowicie ekranowany blok. Ekran wzmacniacza jest jedynym elementem przyrządu trudnym do wykonania w warunkach amatorskich, gdyż jego części składowe są frezowane (patrz rys. 5). Takie wykonanie ekranu umożliwiało jego łatwe zamocowanie w obudowie, bez żadnych dodatkowych wsporników. Potencjometr wieloobrotowy oraz gniazdo BNC są przykręcone do ekranu, natomiast przełącznik dzielnika jest tylko wlutowany w płytkę drukowaną wzmacniacza.

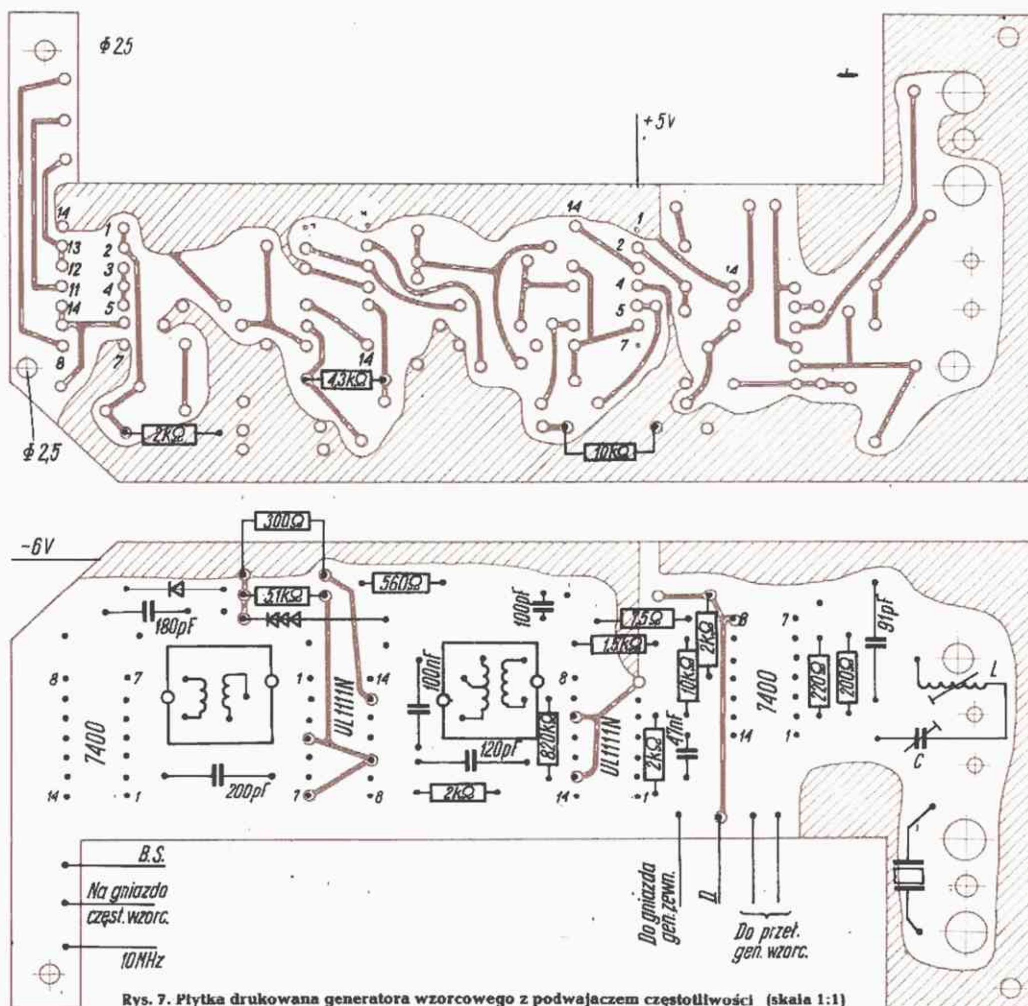
Generator wzorcowy z powielaniem

Generator wzorcowy pracuje w typowym układzie dwuelementowego wzmacniacza o dodatnim sprzężeniu zwrotnym przez rezonator kwarcowy 5 MHz. Napięcie wyjściowe generatora poprzez element separujący jest doprowadzane do dzielników częstotliwości oraz do układu powielającego częstotliwość.

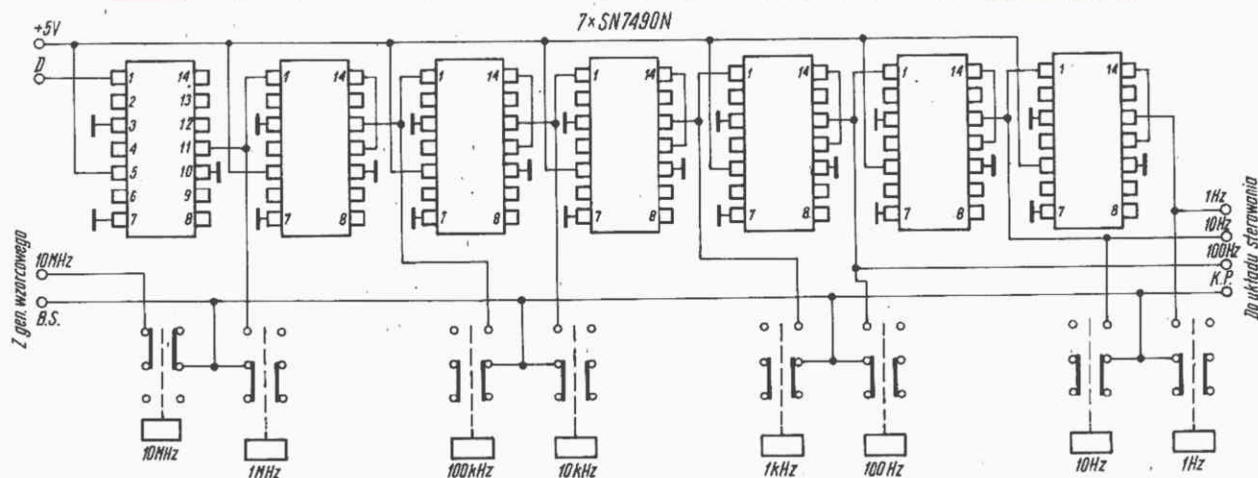
Schemat ideowy generatora wzorcowego jest przedstawiony na rysunku 6.

W pierwszym stopniu układu powielającego zastosowano wzmacniacz rezonansowy dostrojony do częstotliwości kwarcu f_w = 5 MHz. Sygnał z wyjść filtru rezonansowego jest doprowadzany do wejścia wzmacniacza różnicowego, pracującego silnie nieliniowo w układzie prostująco-sumującym. Napięcie na połączonych emiterach 7 i 10 układu scalonego US3 ma przebieg dwupołówkowo wyprostowanej sinusoidy 5 MHz. Druga harmoniczna jest wydzielana przez drugi wzmacniacz rezonansowy z układem scalonym US3 dostrojonym do częstotliwości 10 MHz. Element układu US4 włączony do wyjścia filtru 10 MHz formuje z sinusoidy przebieg prostokątny.

W celu umożliwienia sterowania przyrządu z zewnętrznego generatora wzorcowego, wykonano specjalny wzmacniacz na części układu US2. Wzmocnione napięcie sygnału z zewnętrznego generatora wzorcowego jest formowane przez układ dyskryminatora napięcia (Schmitta) wykonany z dwóch elementów NAND układu US1. Napięcie z wyjścia tego układu jest doprowadzane do dzielników i powielacza częstotliwości.



Rys. 7. Płytka drukowana generatora wzorcowego z podwajaczem częstotliwości (skala 1:1)



Rys. 8. Schemat dzielników częstotliwości i przełącznika częstotliwości wzorcowych

Wybór generatora wzorcowego jest dokonywany przełącznikiem umieszczonym na tylnej płycie przyrządu.

Widok płytki drukowanej generatora wzorcowego wraz z rozmieszczeniem elementów przedstawiono na rysunku 7. Płytka ta jest mocowana do płytki dzielników i przełączników za pomocą trzech wkrętów M2,5 przez odstępniki o długości 5 mm.

Dzielniki częstotliwości wzorcowej

Schemat ideowy dzielników częstotliwości wzorcowej przedstawiono na rysunku 8.

Impulsy o częstotliwości 5 MHz z układu generatora wzorcowego są wprowadzane do układu dzielników częstotliwości, wykonanego z układów scalonych SN7490N. Impulsy o częstotliwościach 1 MHz...1 Hz są doprowadzane do gniazda częstotliwości wzorcowych, umieszczonego na tylnej płycie przyrządu.

Dc. w następnym numerze

re przegląd wydawnictw

ELEKTROAKUSTYKA W PYTANIACH I ODPOWIEDZIACH – DŹWIĘK? PŁYTA? TAŚMA? – Bolesław Urbański. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne. Warszawa 1978 r. Wyd. 1. Nakład 20 260 egz., str. 232, cena 50 zł.

Z zadowoleniem należy powitać ukazanie się książki przeznaczonej dla szerokiego kręgu czytelników, przedstawiającej w przystępny sposób podstawy elektroakustyki, a głównie technikę urządzeń elektroakustycznych. Społeczeństwo nasze przejawia w latach ostatnich narastające zainteresowanie sprzętem elektroakustycznym i jego wykorzystaniem w domu, w szkołach, w świetlicach i do celów profesjonalnych. W tym stanie rzeczy potrzeby w zakresie literatury popularno-technicznej są duże i wciąż nie zaspokojone.

Książka zawiera 14 rozdziałów. Treść wzbogaca duża liczba rysunków i fotografii – trzeba dodać znakomitych, ułatwiających zrozumienie wielu zjawisk i stosowanych rozwiązań konstrukcyjnych.

Pierwsze trzy rozdziały dotyczą zagadnień ogólnych elektroakustyki i podstawowych problemów akustyki (dźwięk i fale dźwiękowe, słyszenie, dźwięk w pomieszczeniach zamkniętych, własności akustyczne studiów i sal).

W rozdziale 4 opisano zniekształcenia przebiegów elektrycznych odpowiadających drganiom dźwiękowym na drodze od źródła do słuchacza oraz szumy i zakłócenia.

W rozdziale 5 przedstawiono, czym w istocie jest tor foniczny oraz niektóre jego własności.

Bardzo obszerny rozdział 6 poświęcono mikrofonom. Wyróżnia się on bogactwem informacji i szczegółowością danych o typach i konstrukcjach mikrofonów. Natomiast głośniki i zespoły oraz słuchawki opisano w rozdziale 7 dość pobieżnie. Wydaje się, że w następnych wydaniach należałoby ten rozdział znacznie rozszerzyć, tak pod względem opisywanej problematyki, jak i przez szczegółowsze wyjaśnienie najważniejszych zjawisk i pojęć.

Rozdział 8 omawia urządzenia toru fonicznego między mikrofonem i głośnikiem (tłumiki, korektory, mieszacze, wzmacniacze m.cz., mierniki wysterowania itd.). Rozdział jest interesujący i właściwie informuje czytelnika o szerokiej palecie urządzeń, które wchodzą w skład toru fonicznego.

W rozdziale 9 wyjaśniono podstawowe cechy i struktury systemów dźwiękowych, takich jak: monofonia, stereofonia, ambiofonia, kwadrofonia i warianty systemów.

Zapis magnetyczny dźwięku opisano w rozdziale 10, a zapis mechaniczny na płytach oraz jego odtwarzanie w rozdziale 11. Oba rozdziały są utrzymane w tym samym stylu opisu i przynoszą wartościowe informacje ogólne o zapisie i odtwarzaniu dźwięku. Spory rozdział (12) poświęcono filmowi dźwiękowemu.

Dwa ostatnie rozdziały 13 i 14 zawierają interesujące informacje i opisy na temat elektrycznych systemów redukcji szumów, transmitowanych i odtwarzanych audycji fonicznych oraz zastosowania techniki cyfrowej w elektroakustyce. Jak wiadomo, rozwój techniki cyfrowej spowodował jej wykorzystanie w wielu dziedzinach (informatyka, miernictwo, automatyka itd.). Ostatnio technika cyfrowa zaczyna być stosowana przy transmitowaniu i zapisie dźwięku.

Korzystanie z tej książki polega na wyszukaniu w spisie treści odpowiedniego, interesującego nas rozdziału i następnie dokładnym jego przejrzeniu. Podyktowane jest to przyjętą formą: krótkich pytań i obszernych odpowiedzi.

Jako całość książka ma charakter interesującego poradnika w zakresie elektroakustyki. Książka jest opracowana starannie i zawiera wartościowe informacje.

Formułując pytania i opracowując odpowiedzi na nie autor nie ustrzegł się jednak przed zbyt zróżnicowanym, zdaniem moim, poziomem odpowiedzi. Niektóre, nieliczne co prawda pytania i odpowiedzi, są praktycznie znane wszystkim – wydaje się, że mogłyby być pominięte. Inne zaś są trudne i wyjaśnienia nie zadowolą przeważającej większości czytelników.

Znakomity materiał ilustracyjny stracił wiele wobec wydrukowania książki na papierze dość niskiej klasy (V). Przy książce o tak dużym nakładzie trudno jest postulować użycie papieru wysokiej klasy.

Szata edytorska nie budzi zastrzeżeń. Korekta staranna. Wydawcy należą się słowa uznania za wydanie tej wartościowej i potrzebnej książki.

A.W.

ELEKTRONIZACJA – zeszyt 4 – Praca zbiorowa. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1978 r. Nakład 5225 egz., str. 36, cena zł 18.

Wiele słów uznania należy się Komitetowi Redakcyjnemu tego interesującego poradnika, za poświęcenie całego zeszytu tylko jednej dziedzinie – optoelektronice. Ponieważ brak jest jeszcze literatury technicznej ujmującej całość zagadnień optoelektroniki należy sądzić, że to opracowanie przygotowane przez wybitnych polskich specjalistów w tej dziedzinie, obejmujące wybrane zagadnienia i dostosowane do potrzeb fachowców stykających się z problematyką zastosowań elementów optoelektronicznych, okaże się dla nich dużą pomocą.

Po krótkim wprowadzeniu w dziedzinę optoelektroniki, opisano konstrukcje i zastosowanie półprzewodnikowych wskaźników cyfrowych światłowodowych, monolitycznych i paskowych, półprzewodnikowych wskaźników alfanumerycznych oraz diod elektroluminescencyjnych emitujących promieniowanie widzialne. W rozdziale tym, podobnie jak i w następnych, podano najczęstsze zastosowanie poszczególnych elementów optoelektronicznych oraz dane techniczne wybranych typów tych elementów.

W następnym rozdziale opisano fotodetektory (fotorezystory, fototranzystory, fotoogniwa, fotodiody i fotodiody lawinowe) oraz ogniwa słoneczne stosowane w charakterze źródła energii.

Czwarty rozdział poświęcono transoptorom, których możliwości zastosowań są bardzo szerokie. Każdy, kto przeczyta ten rozdział na pewno dojdzie do przekonania, że nie byłby możliwy tak duży postęp techniczny na świecie, gdyby nie opracowano transoptorów.

W rozdziałach ostatnich opisano optyczne systemy transmisyjne oraz optoelektronikę w CEMI.

Całość materiału jest bogato ilustrowana różnymi wykresami oraz schematami poszczególnych elementów optoelektronicznych. Wydawcy zeszytu oraz drukarzom należą się słowa uznania za wysoki poziom edytorski. Jedyne zastrzeżenie, jakie można mieć do tego wydawnictwa, to zbyt mały nakład. Dla tak wartościowej pozycji, w której są opisane urządzenia interesujące szerokie grono fachowców, nakład powinien być dużo większy.

Z.B.

KSIĄŻKI WKŁ do nabycia w księgarniach DOMU KSIĄŻKI



